

V TOMTO SEŠITĚ

**Brüel & Kjaer se představuje 161
PYROELEKTRICKÉ DETEK-
TORY INFRACERVENÉHO ZÁ-
ŘENÍ**

Detektory infračerveného záření	163
Základní typy detektorů	163
Základní zesilovací stupně	165
Základní údaje použitých sou- částek	168
Zkušební zapojení	168
Stavební moduly	169
Univerzální zesilovač a zesilo- vač z inverterů	171
Optické doplňky (Fresnelovy čochy)	172
Výstupní signál z detektoru a jeho úpravy	174
Definování doby signálu	177
Spínací stupně poplachových zařízení	177
Kompletní poplachové zařízení	179

**ELEKTRONICKÁ KUČAŘKA
II (dokončení)**

Dotykový spínač	180
Obvod pro úsporu baterií	181
Voltmetr pro vn	181
Ultrazvukový dálkoměr	183
Termostat pro topení	185
Napájení motorků pro malá na- pětí ze sítě	187

**Elektronická kuchařka ano,
ale pozor na recepty**

(Poznámky k Elektronické ku-
chaře I z loňského roku) ... 189

**Přehled časopisů z USA, do-
stupných v knihovně STARMAN
BOHEMIA** ... 197

Inzerce ... 200

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p.,
135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.

Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel.
26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka
354, sekretariát linka 355.

Tiskne: Naše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha
6, Vlastina ulice č. 889/23.

Rozšiřuje Poštovní novinová služba a vydavatelství
MAGNET-PRESS s. p., Objednávky přijímá každá
administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská
střediska a administrace vydavatelství MAGNET-
PRESS s. p., 113 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel.
26 06 51-9. Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objedná-
vky do zahraničí vyřizuje ARTIA, a. s., Ve smechách 30,
111 27 Praha 1.

Inzerce přijímá osobně i poštou vydavatelství MAGNET-
PRESS, inzertní oddělení, Jungmannova 24, 113 66
Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 i redakce AR.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor.

Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 17. 9. 1992.

© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1992

Brüel & Kjaer

SE PŘEDSTAVUJE

*Místo: Dánsko. Rok: 1942. Hlavní osob-
nosti příběhu:*

Per V. Brüel a Vigge Kjaer, čerství absolventi
dánského vysokého učení technického
– Denmark's Technical University.

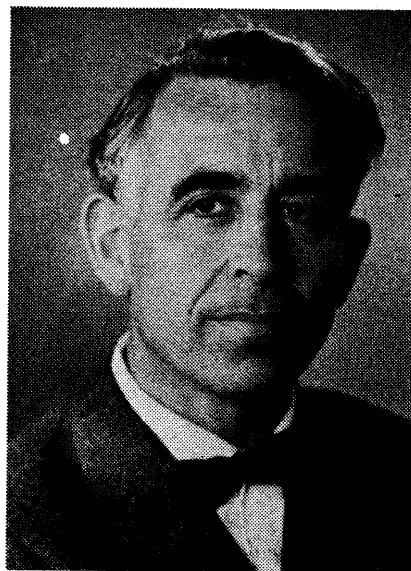
V malém městečku severně od Kodaně
vyvíjejí dva budoucí podnikatelé svůj příští
první výrobek – elektronický voltmetr. Hlav-
ním předmětem jejich zájmu je však speciál-
ní oblast fyziky – říše zvuku. Té se také
soustavně věnují: získávají doktoráty v teorii
akustiky, později zkušenosti s realizací
svých myšlenek ve výrobě a ještě později
– v r. 1948 – dalšího partnera – Holgera
Nielsena. Tak je připravena scéna pro děj
následujících více než čtyřicet let – zrození
a vývoj firmy Brüel & Kjaer od původního snu
až po dnešní realitu.

Na počátku společného podnikání obou
zakladatelů firmy nebyla výroba. Od roku
1942 se zabývali expertní, poradenskou
a konsultační činností ve své specializaci
(založili tzv. Engineering Company). Teprve
v roce 1947 zahájili v malém domku v mě-
stečku Lyngby výrobu prvních přístrojů. Byl
mezi nimi elektronický voltmetr, zapisovač
úrovně, byl tam vyvinut první typ Kundtovy
trubice, umožňující měřit činitele zvukové
pohltivosti a komplexní akustickou impedan-
ci materiálů.

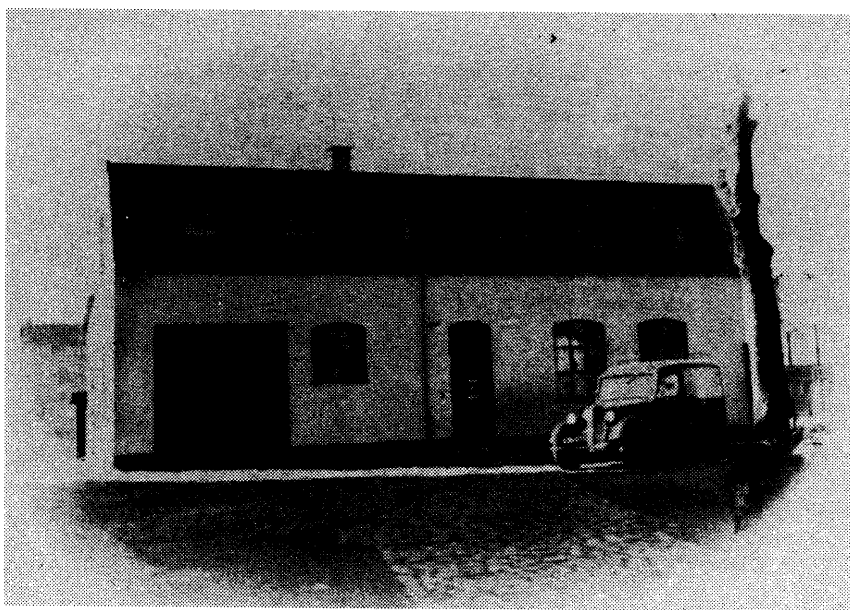
Na konci roku 1948 byly získány nové
objekty ve městě Naerumu, kde je dodnes
soustředěna celá výroba, vývoj, výzkum
a vedení firmy.

Od počátku uskutečňovala firma Brüel
& Kjaer svůj hlavní záměr: vyrábět ve svém
oboru nejmodernější a nejpřesnější přístroje
na světě a dodávat je celému světu. Vedení
společnosti setrvalo v Dánsku, ale společ-
nost si rychle vytvořila mezinárodní obchod-
ní a servisní síť. Dnes dodává B & K své
výrobky do všech zemí světa, má vlastní
prodejní a servisní organizace ve čtyřia dva-
ceti státech a síť 34 zástupců ve všech
kontinentech. Není bez zajímavosti, že vů-
bec první zahraniční zákazník firmy byl
z Československa.

Elektronický voltmetr byl prvním členem
z řady širokého sortimentu (dnes asi dvě stě
typů) různých přístrojů od přesných měřicích
mikrofonů k ultrazvukovým skenerům, od
piezoelektrických akcelerometrů k analyzá-
torům FFT – a všechny si získaly respekt
v mezinárodním měřítku svou přesností,
spolehlivostí a dlouhou dobou života.



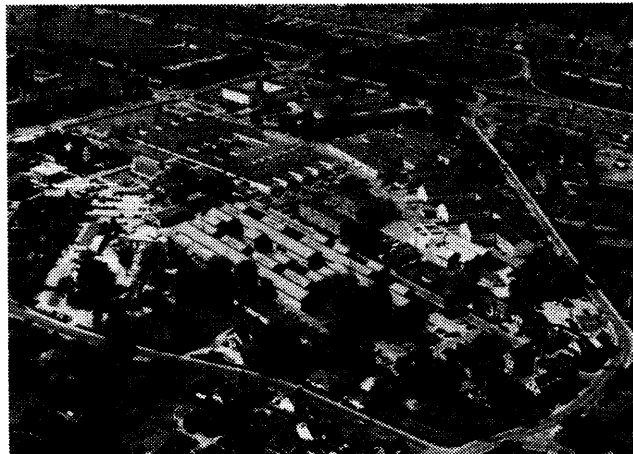
Obr. 1. Dr. Brüel v padesátých letech



Obr. 2. Domek v Lyngby, první provozní
budova firmy



Obr. 3. Tři protagonisté firmy Brüel & Kjær u montáže analyzátoru a měřicího zesilovače v jedné z výrobních hal



Obr. 4. Dnešní areál, v němž je soustředěn vývoj, výroba i vedení firmy

Jak se zvyšoval zájem o výrobky Brüel a Kjær, rostla společnost – výrobní kapacita i počet zaměstnanců. V roce 1962 jich bylo 600, v současné době jsou to asi tři tisíce, z toho 650 vědců nebo inženýrů. Původní dílna v malém domečku se rozrostla na plochu, zaujímající 600 tisíc čtverečních stop, s objekty, vybavenými nejmodernější technikou. V současné době je B & K dynamickou společností, využívající nejprogressivnější technologii, zaměřenou na oblast zvukové techniky.

Akustika a v širokém slova smyslu chvění není jen předmětem měření, ale také zprostředkovává měření rozličných veličin pro nejrůznější účely v dalších oborech. Šíří sortimentu výrobků B & K lze přiblížit ukázkami různých oblastí aplikací.

Akustika

Jak kdysi poznamenali vědci společnosti B & K, konstruovat měřicí přístroje není těžké. Obtížné však je konstruovat je dobře. To se firmě úspěšně daří již více než čtyřicet let. Neexistuje v tomto oboru měření úloha, k jejímuž řešení by nebyly k dispozici přesné a výkonné přístroje této značky. Uplatňují se všude – od domácností, továren, kulturních zařízení až ke kancelářským prostorům.

Vibrace

Zejména s rozvojem sortimentu konstrukčních materiálů pro strojírenství se objevily nové možnosti stavět mechanismy tišší, účinnější, pevnější, mechanicky odolnější. K tomu je třeba porovnávat vlastnosti přesným dynamickým měřením. Pro tyto účely, jak pro měření vibrací, tak pro simulaci provozních podmínek, vyvinula a vyrábí firma moderní měřicí zařízení.

Monitorování stavu strojů

Systémy měření vibrací B & K umožňují analyzovat stav výrobního zařízení (i jiných strojů) – a tím indikovat stupeň opotřebení strojů, součástí apod. To má velký význam v moderní výrobě, kdy každá neočekávaná porucha např. některého pracoviště na výrobní lince znamená velké ztráty.

Lékařská diagnostika

Technika ultrazvuku se uplatňuje s mimořádným úspěchem v lékařství, zejména v diagnostice. Jako univerzální metoda je v řadě lékařských aplikací nenahraditelná.

Pro lékařské použití vyvíjí a vyrábí B & K řadu přístrojů.

Audiotechnika

je obor velmi populární a proto není třeba upozorňovat na mimořádné kvality např. mikrofonů B & K, s nimiž pracují studia i hudební soubory ve všech zemích a samozřejmě i u nás.

Ochrana životního prostředí

je disciplínou, jež se v posledních letech dostává do popředí zájmu a není daleko doba, kdy bude řešit nejnaléhavější problémy lidské společnosti. V tomto oboru je B & K angažována nejen na poli měření účinku hluku a vibrací, ale i v analýze škodlivin v ovzduší. Unikátní metoda měření je založena na akustickém principu měření obsahu jak škodlivých plynů, tak pevných částic ve vzduchu.

Společnost vyvíjí a vyrábí jednotlivé přístroje, ale i (a to především) kompletní systémy. Od precizních čidel, sond, mikrofonů atd. přes měřicí obvody, zpracovávající vstupní signál, až po vyhodnocovací části s mikroprocesory, umožňujícími automatické vyhodnocování a dodávání výsledků v daném rozsahu a formě, popř. jejich archivaci.

Velký důraz klade firma na odbornou úroveň všech svých zaměstnanců. Společnost má vlastní školicí a vývojové středisko s čtyř a pětiletým cyklem. Vydává vlastní technic-

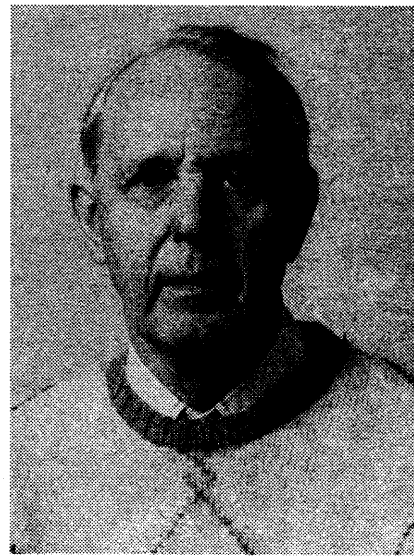
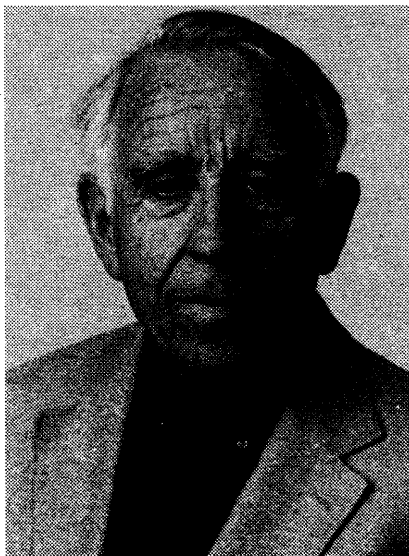
kou literaturu, katalogy, školicí texty apod.

Oba zakladatelé firmy dodnes aktivně pracují. V červnu letošního roku se pan profesor Brüel zúčastnil v Praze 17. kongresu AICB (Association International Contre le Bruit – Mezinárodní společnost pro boj proti hluku) uspořádaného Československou akustickou společností. Není bez zajímavosti, že přilétl – jak je zvyklý i do svých letošních čtyřiasedmdesátin – soukromým letadlem, které sám pilotoval. Třetí z hlavních osobností firmy, pan Holger Nielsen, již zemřel; jeho dcera, pí. Hanne Buchman, pracuje dnes ve vedení společnosti.

V Praze má firma Brüel a Kjær (od června 1991) podobně jako v ostatních zemích světa sesterskou společnost se značnou mírou finanční nezávislosti na mateřské firmě, ale s velmi úzkou vazbou ve všech technických otázkách (včetně servisu). S panem ředitelem Jørgem Braaschem spolupracuje celkem 16 zaměstnanců, kanceláře jsou v Praze (kde je zároveň servis), Bratislavě a Olomouci. Adresa pražské firmy je Brüel & Kjær Československo, s r.o., Krohova 2232, 160 00 Praha 6, tel. 311 48 40 (41).

Zájem o výrobky firmy Brüel Kjær u nás má trvale vzestupnou tendenci, a to nejen díky dobré kvalitě výrobků, ale i příznivému poměru jejich ceny k výkonu.

E



Obr. 5, 6. Per V. Brüel (vlevo) a Vigge Kjær dnes

PYROELEKTRICKÉ DETEKTORY INFRAČERVENÉHO ZÁŘENÍ

Současná doba je charakteristická (kromě jiného) snahou o dokonalé využívání všech kmitočtových pásem, proto se stále častěji objevují snahy využít i těch pásem, která byla dosud na pokraji zájmu; v oblasti, která je předmětem tohoto článku, jde o využívání pásma infračerveného záření (IR). Infračervené záření se běžně používá v současných dálkových ovládacích televizních přijímačích a dalších výrobcích spotřební elektroniky a kromě toho i v nejrůznějších zabezpečovacích zařízeních, detektorech pohybu či přiblížení apod.

Pro další výklad je vhodné ozřejmit si několik zásadních poznatků o záření. Záření je vlastně šíření energie prostorem, nejznámější je záření světelné, světlo, což je viditelná část tzv. optického záření, k němuž se počítají i záření infračervené (IR) a ultrafialové. Všechna tato záření patří k tzv. elektromagnetickým zářením, která jsou vlnové povahy; přisuzujeme jim kmitočet f a vlnovou délku λ (lambda), které souvisí vztahem $f\lambda = c$, kde c je rychlost, kterou se záření šíří. Délka vlny je dráha za dobu kmitu T , $f = 1/T$, $\lambda = cT$, c (rychlost elektromagnetického záření ve vakuu) je $2,997\,930 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$, přibližně tedy $300\,000 \text{ kms}^{-1}$. Nás zajímající infračervené záření má vlnovou délku $0,75$ až několik desítek mikrometrů, μm , střední oblast IR se obvykle uvádí v mezích $1,5$ až $20 \mu\text{m}$. Jen pro úplnost si připomeňme, že světlo má vlnovou délku $0,35$ až $0,75 \mu\text{m}$, ultrafialové záření $0,35$ až $0,014 \mu\text{m}$; z „druhé strany“ se zářením IR sousedí tzv. tepelné záření, sálání, s vlnovými délkami několik desítek až $340 \mu\text{m}$.

Infračervené záření vydává každé těleso (i lidské tělo) při teplotách vyšších než je teplota absolutní nuly (-273°C) a nižších než asi 500 až 560°C . Při zvyšování teploty se zvětšuje celkové množství vyzářené energie a záření se přesouvá do oboru kratších vlnových délek (nad asi 560°C „viditelné“ záření).

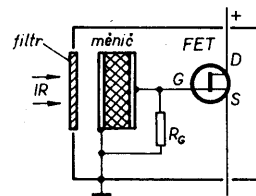
Mezi vlnovou délkou záření a teplotou tělesa je nepřímá závislost, která je vyjádřena vztahem $\lambda_{\text{max}} [\mu\text{m}] = 2899 / T$ (T je teplota ve stupních K), takže např. teplotě povrchu lidského těla asi 35°C (308 K) odpovídá vlnová délka $9,4 \mu\text{m}$. Jak je známo, šíření elektromagnetického záření je závislé na propustnosti atmosféry – činitel přenosu není proto pro infračervené záření v celém pásmu IR stejný. Pásmu s větší propustností pro infračervené záření se

říká atmosférické okno – jedno z takových „oken“ je právě v rozsahu 6 až $15 \mu\text{m}$, který nás zajímá především.

Detektory infračerveného záření

Poplachová nebo registrující zařízení, která nelze prakticky odhalit, používají dnes převážně tzv. pyroelektrické detektory IR, což jsou pasivní detektory, registrující změnu teploty v chráněném prostoru, způsobenou pohybujícím se tělesem (osobou). Pyroelektrické detektory jsou vyrobeny z pyroelektrického dielektrika, které slouží jako měnič teplota-napětí, přesněji jako měnič „změna teploty-napětí“. Stejně jako např. u dříve používané krystalové vložky do přenosky se mechanické „namáhání“ piezoelektrického krystalu měnilo na elektrické napětí, vedou změny teploty u pyroelektrického detektoru k polarizačním změnám, které se na přívodech k měniči, tvořících jakýsi kondenzátor, projevují jako malé napětí. Znovu je však třeba připomenout, že napětí vzniká pouze při změnách teploty (nebo při přerušování záření, dopadajícího na detektor). Aby se dosáhlo vhodné (krátké) časové odezvy, jsou plátky pyroelektrického dielektrika velmi tenké, což má za následek pokles přenosu asi o 6 dB (horní mezní kmitočet) v oblasti jednotek Hz (obvykle 3 Hz). Protože je výstupní impedance měniče (senzoru) velmi velká (10^{12} až $10^{14} \Omega$), dodávají se detektory již s vestavěným zesilovačem, obvykle s tranzistorem FET, zapojeným jako sledovač (obr. 1), do zapojení je integrován i rezistor z řídicí elektrody FET na zem. Použití tohoto rezistoru omezuje dolní mezní kmitočet na desítky Hz při poklesu o 6 dB (typicky $0,2 \text{ Hz}$). To je důvod, proč detektory tohoto typu nemohou detekovat „statický“ zdroj infračerveného záření a musí být používány jako detektory pohybu.

Spektrální rozsah pyroelektrického



Obr. 1. Základní zapojení detektoru s jedním měničem a integrovaným tranzistorem řízeným polem (FET). Záření dopadá na měnič přes filtr

detektoru je dán materiálem, který je použit na optické „okno“, jímž záření dopadá na měnič. Má-li být detektor použit ke sledování pohybu osob, musí být „okno“ z materiálu, který propouští infračervené záření vlnové délky, která odpovídá vlnové délce záření IR, vyzařovanému lidským tělem, což je asi $10 \mu\text{m}$.

Výstupní impedance detektoru, uspořádaného podle obr. 1, je řádu jednotek kiloohmů.

Základní typy detektorů

Většina pyroelektrických detektorů obsahuje jeden nebo dva sériově či paralelně zapojené měniče. Předností dvojitých měničů je to, že změna záření IR, dopadajícího na detektor, nebude detektorem registrována, dopadne-li záření na oba měniče současně. Registrována ovšem bude, dopadne-li záření na měniče postupně (viz dále – zorné pole detektorů). Dále jsou uvedeny některé ze základních typů detektorů, z nichž výrobky Nippon Ceramic Co. Ltd. jsou dostupné i u nás.

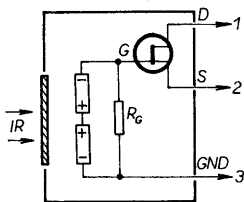
Pyroelektrický infračervený detektor RE03B

(Nippon Ceramic Co.)

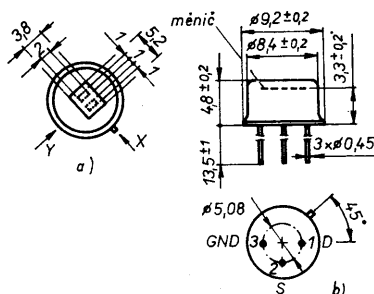
Typ: Pasivní infračervený detektor se dvěma „antisériově“ zapojenými měniči (obr. 2).

Provedení: Detektor je v pouzdru TO-5, je zapouzdřen hermeticky. Rozměry měničů a jejich orientace je na obr. 3a. Rozměry a rozmístění vývodů jsou na obr. 3b. „Zorné pole“ je 43° od okraje hrany měniče v ose X a 37° od okraje hrany měniče v ose Y (obr. 3c).

Elektrické údaje: Obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitro-
vým (source) sledovačem (obr. 2). Vý-



Obr. 2. Zapojení detektorů RE03B, RE200B CHK, SBA04, F11-CHK1, LHI807 (má pouze jeden měnič), LHI954 (má dva měniče, zapojené „antiparalelně“), vývody pouzdra jsou u všech detektorů stejné, 1 – elektroda D (drain) integrovaného FET, 2 – elektroda S (source), 3 – společný vývod (zem)



dvou „antisériově“ zapojených měničů (obr. 2).

Provedení: Detektor je v pouzdru TO-5, je hermeticky zapouzdřen. Rozměry měničů, rozmístění vývodů, rozměry pouzdra a vývodů včetně „zorného pole“ jsou na obr. 6. „Zorné pole“ je 138° od středu měniče v ose X a 125° od středu měniče v ose Y.

Elektrické údaje: obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorovým (source) sledovačem (obr. 2). Výstupní signál je v měřicím zapojení po-

a další údaje jsou shodné s typem RE03B.

(Všechny parametry se ověřují při teplotě 25 °C.)

Pyroelektrický infračervený detektor SBA04 – 81L

(Nippon Ceramic Co. Ltd.)

Typ: Pasivní infračervený detektor se dvěma modifikovanými „antisériově“ zapojenými měniči, všesměrový.

Provedení: Detektor je v pouzdru TO-5, je hermeticky zapouzdřen. Rozměry měničů, rozmístění vývodů, rozměry pouzdra a vývodů včetně „zorného pole“ jsou na obr. 7.

Elektrické údaje: Obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorovým (source) sledovačem, obr. 2. Pro měření základních parametrů platí obr. 4 a 5, výstupní mezivrcholové napětí je v měřicím zapojení $U_{výst\ mv} = 2,0\ V$, šumové výstupní napětí je $U_s = 300\ mV$, vyvážení výstupního napětí

stupní signál je v měřicím zapojení podle obr. 4 (modulační kmitočet 1 Hz, zisk předzesilovače 72,5 dB) $U_{výst\ mv} = 2,0\ V$. Další parametry se měří v měřicím uspořádání podle obr. 5. Výstupní šum je $U_s\ mv = 300\ mV$ max. (za 20 sekund po zapnutí). Vyvážení výstupního napětí je 15 % (při 1 Hz a zisku předzesilovače 72,5 dB v zapojení podle obr. 4) a určuje se ze vztahu $(U_A - U_B) / (U_A + U_B) \cdot 100\ %$. Napájecí napětí je 3 až 10 V. Spektrální citlivost je určena křemíkovým filtrem v okénku pouzdra, mez (5 % T_{abs}) je $5\ \mu m$ ± 0,5 μm , přenos průměrně rovny nebo větší než 70 % pro 7 až 14 μm .

Pracovní teplota: -20 až +70 °C.

Skladovací teplota: -30 až +80 °C.

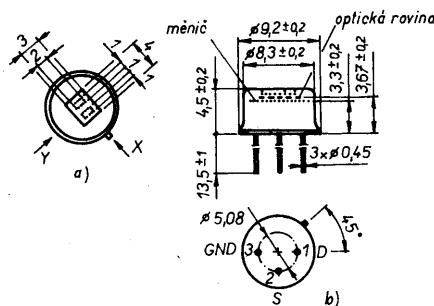
(Všechny parametry se ověřují při teplotě 25 °C.)

Pyroelektrický infračervený detektor RE200B CHK

(Nippon Ceramic Co. Ltd.)

Typ: Pasivní infračervený detektor ze

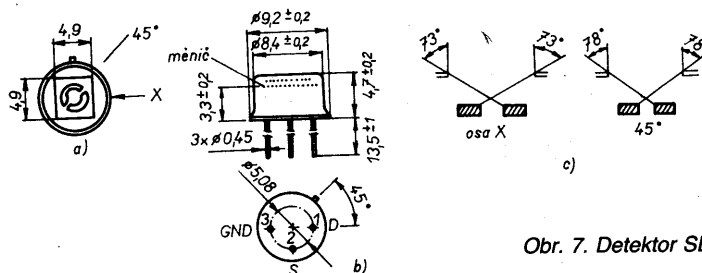
Obr. 3. Detektor RE03B; a) pohled shora, b) rozměry pouzdra a zapojení vývodů, c) „zorné pole“



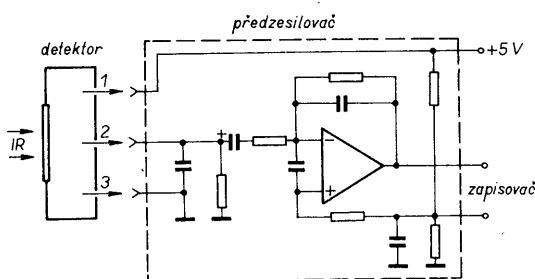
Obr. 6. Detektor RE200B CHK

dle obr. 5 a 6 (střídač, chopper, 1 Hz, zisk předzesilovače 72,5 dB) $U_{výst\ mv} = 2,0\ V$. Výstupní šum (obr. 6) je $U_s\ mv = 300\ mV$ (za 20 sekund). Vyvážení výstupního napětí, spektrální citlivost

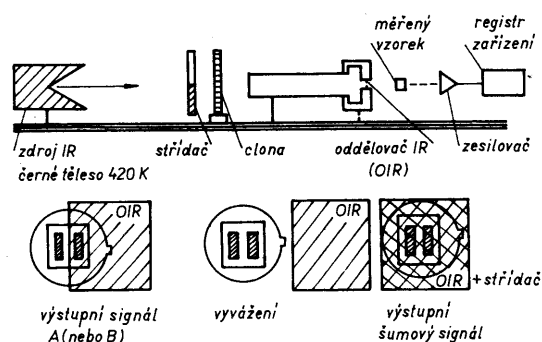
je max. 20 %. Napájecí stejnosměrné napětí je 2,2 až 10 V. Napětí elektrody S (source) je 0,3 až 2 V při emitorovém (source) rezistoru $R_S = 47\ k\Omega$ a při $I_D = 6$ až 43 μA . Spektrální citlivost je



Obr. 7. Detektor SBA04



Obr. 4. Základní zkušební zapojení detektorů



Obr. 5. Uspořádání pro měření parametrů

určena křemíkovým filtrem, mez (5 % T_{abs}) je $5,0 \pm 0,5 \mu m$, přenos je průměrně rovný nebo větší než 70 % pro 7,5 až 14 μm , menší nebo rovný 0,1 % pod 5 μm .

Pracovní teplota: -30 až $+70$ °C.

Skladovací teplota: -40 až $+80$ °C.

(Všechny parametry se ověřují při teplotě 25 °C.)

Pyroelektrický infračervený detektor F11-CHK1 (Nippon Ceramic Co. Ltd.)

Typ: Jeden ze tří členů tzv. série F pasivních infračervených detektorů se dvěma „antisériovými“ zapojenými měniči, obr. 2.

Provedení: Ploché pouzdro podle obr. 8. Rozměry, tvar a orientace měničů, rozměry vývodů, jejich rozmístění a „zorný úhel“ jsou na obr. 8.

Elektrické údaje: Obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorem (source) sledovačem, obr. 2. Pro měření základních parametrů platí obr. 4 a 5, mezivrcholový výstupní signál je pak $U_{vyst\ mv} = 2$ V, výstupní šum $U_{s\ mv} = 300$ mV (za 20 sekund), vyvážení výstupního napětí je max. 15 %. Napájecí stejnosměrné napětí je 3 až 10 V. Spektrální citlivost je určena filtrem z křemíku, mez (5 % T_{abs}) je 5 μm , přenos je průměrně rovný nebo větší než 70 % v rozsahu 7 až 14 μm .

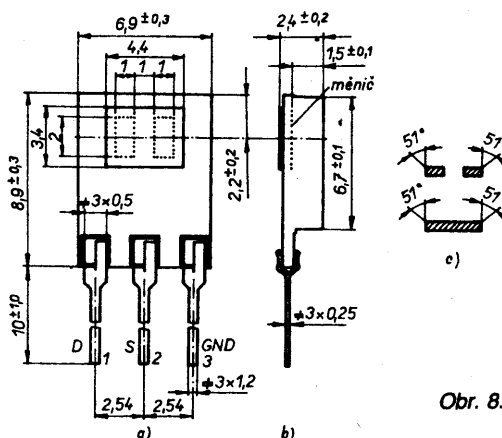
Pracovní teplota: -10 až $+50$ °C.

Skladovací teplota: -30 až $+70$ °C.

(Všechny parametry se ověřují při teplotě 25 °C.)

Detektorů se ovšem vyrábí celá řada, v SRN se např. dají získat relativně levné typy LHi807, LHi954 apod. Jako měnič se u těchto senzorů používá lithiumtantalát, který má pro toto použití velmi vhodné vlastnosti – především velkou citlivost. Základní konstrukce s tranzistorem FET je zachována, výstupní napětí detektorů je řádu jednotek μV stejně jako u dříve popsaných japonských typů. Katalogové údaje těchto detektorů jsou poněkud jiné než u dosud popsaných, použijeme je tedy také jako příklad, jak mohou být senzory popsány.

Typ detektoru	LHi807	LHi954
Citlivost R [V/W]	5000	2800
Jakost D^* [cm ² /Hz/W]	$8,4 \cdot 10^7$	$8,3 \cdot 10^7$
Ekv. šumový výkon NEP [W/Hz]	$1,8 \cdot 10^{-9}$	$1,7 \cdot 10^{-9}$
Mezivrch. šumové napětí [μV], 0,4 až 10 Hz	30	20
Napájecí napětí [V]		3 až 15
Výstupní odpor [k Ω]	10	



Obr. 8. Detektor F11-CHK1

Citlivost R detektoru je měřítkem pro závislost výstupního napětí na dopadajícím záření. Udává se pro měnič spolu s FET (podle obr. 2): $R = U_{vyst} [V] / \Phi [W]$.

Jakost D^* závisí na účinné ploše A detektoru a na ekvivalentním šumovém výkonu NEP: $D^* = \sqrt{A [cm^2] / NEP [W]}$.

Ekvivalentní šumový výkon NEP zahrnuje vztah výstupního signálu U_{vyst} a šumového napětí U_s uvnitř normalizovaného šumového pásma šířky 1 Hz: $NEP = (U_s \cdot \Phi) / U_{vyst} = U_s / R [W/Hz]$.

Šumové napětí detektoru se skládá z tepelného šumu kanálu FET a ze šumu proudu řídicí elektrodou G, ve výstupním signálu převládá šum 1/f. V pracovním rozsahu detektorů má šumové napětí mezivrcholovou velikost 20 až 30 μV .

Všechny údaje detektorů, uváděné v katalogových listech, jsou vzájemně srovnatelné (jako u všech polovodičových součástek) pouze tehdy, jsou-li současně uváděny i měřicí podmínky. U pyroelektrických detektorů by měly být uváděny především teplota měřícího zářiče ve stupních Kelvina (nebo odpovídající vlnová délka záření, modulační kmitočet a šumová šířka pásma. Takto byly také určeny měřicí podmínky pro pyroelektrické detektory v tabulce – zářič vyzařoval v mezích 2 až 16 μm , modulační kmitočet byl 1 Hz a šumová šířka pásma byla též 1 Hz.

Provedení posledně uváděných detektorů je na obr. 9.

Zpracovávání výstupního signálu detektorů je relativně složité, neboť ten má velmi malou úroveň. Musí se tedy především zaručit dostatečné zesílení výstupního signálu, aniž by přitom podstatně zvětšil i šum. Musí se zabezpečit stálost napájecího napětí, potlačit všechny drifty stejnosměrných napětí a rušivé napěťové špičky – tento požadavek vede k měřicí šířce pásma v mezích asi 0,4 až 15 Hz. Uvedené nekritické mezní kmitočty lze získat volbou rychlosti změn záření vyzařujícího ob-

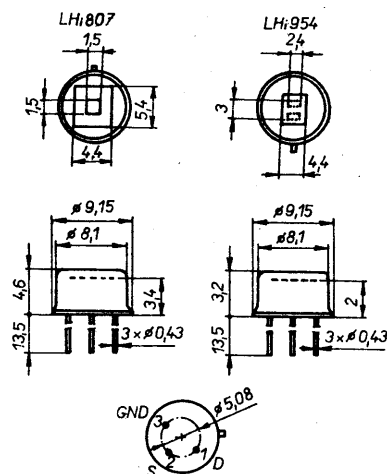
jektu a optickým středěním přijímaného záření.

Pro pokusy s pyroelektrickými detektory a pro získání srovnatelných výsledků pokusů lze improvizovat měřicí pracoviště takto: jako zdroj záření lze použít mosazný plech o průměru asi 1,8 cm, připevněný místo pájecího hrotu na páječku, jejíž výkon lze elektricky regulovat. Páječku je třeba nastavit tak, aby mosazný plech měl teplotu asi 38 °C. Tento „zářič“ pak umístíme do vzdálenosti asi 6 cm od detektoru. Záření se moduluje střídačem (chopper) s kmitočtem 8,5 Hz. Stejný efekt vyvolá sice jednoduchý pohyb ruky před detektorem, ovšem výsledky takového „měření“ nejsou pak reprodukovatelné.

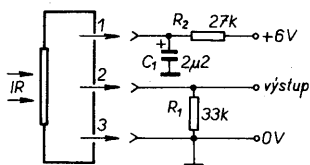
Základní zesilovací stupně (předzesilovače)

Emitorový (source) sledovač

V zapojení na obr. 10 je s výhodou využito velkého vstupního odporu zapojení integrovaného FET jako sledovače (malý výstupní odpor předzesilovače). Na rezistoru R_1 , který je zapojen



Obr. 9. Detektory LHi807 a LHi954

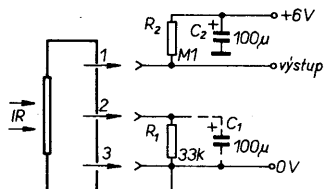


Obr. 10. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET jako emitorovým sledovačem

v elektrodě S integrovaného FET, se získává průtokem proudu I_D záporné předpětí pro řídicí elektrodu G. Touto proudovou zpětnou vazbou se stabilizuje proud I_D tranzistoru a tím i pracovní podmínky FET při změnách teploty a pracovního režimu FET. Vstupní i výstupní signál jsou v tomto zapojení ve fázi, zesílení je mírně menší než jedna. Výstupní odpor v tomto zapojení závisí na odporu rezistoru v elektrodě S FET, který je vlastně paralelně připojen k dynamickému výstupnímu odporu zapojení. Současně paralelně k němu je připojen vstupní odpor následujícího stupně, který je navázán přes kondenzátor. Zapojení je velmi vhodné jako oddělovací stupeň mezi citlivým detektorem a obvody, v nichž se signál dále zpracovává.

Zesilovač se společnou elektrodou S (source)

Pro většinu aplikací je velmi vhodné zapojení na obr. 11. Zapojení je proti obr. 10 jen mírně upraveno. Celkový výstupní odpor je určen třemi paralelními veličinami: odporem rezistoru R_2 , což je rezistor v přívodu k elektrodě D (drain), dynamickým výstupním odporem a vstupním odporem následujícího stupně, navázaného přes kondenzátor. Změny napětí na řídicí elektrodě v závislosti na změnách pracovního bodu vyvolávají i změny proudu I_D . Protože proud I_D detektoru musí být malý, jsou malé i změny pracovního bodu a zesílení stupně je také malé. Bez kondenzátoru C_1 je zesílení zhruba čtyři. Protože kondenzátor C_1 zmenšuje poněkud napětovou střídavou zpětnou vazbu, zvětší se při jeho zapojení zesílení navíc asi třikrát, ovšem i pro ni rušící signály.

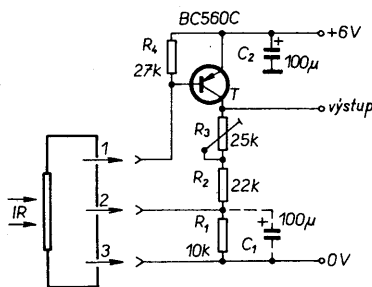


Obr. 11. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET v zapojení se společnou elektrodou S

Výstupní signál je v tomto zapojení fázově otočen o 180° .

Zapojení s dodatkovým tranzistorem

V zapojení na obr. 12 tvoří tranzistor p-n-p s integrovaným FET neinvertující zesilovač se silnou zápornou zpětnou vazbou do vstupu elektrody S. To má za následek relativně malé zesílení stupně. Výhodou je stabilní pracovní bod detektoru bez ohledu na výstupní stejnosměrné napětí. To má za následek relativní nezávislost velikosti střídavého napětí na vlivech teploty a napětím ovlivňovaných parametrů.

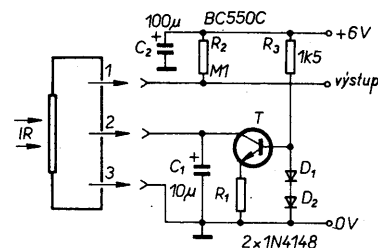


Obr. 12. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s tranzistorem p-n-p

Zesílení obvodu na obr. 12 závisí na odporu zpětnovazebních rezistorů $R_3 + R_2 + R_1$ – podle možností by zesílení nemělo být větší než šest. Při použití kondenzátoru C_1 se základní zesílení zesílí zdesateronásobí, současně se zvětší výstupní a zmenší vstupní impedance. Jako tranzistor je třeba použít typ s minimálním šumem; velmi vhodný je např. tranzistor uvedený ve schématu (Siemens BC560C), který se díky svému typickému šumovému číslu kolem 1 dB bude podílet na celkovém šumu signálu po zesílení jen nepatrně.

Zapojení se zdrojem konstantního proudu

Pro činnost zapojení na obr. 11 (zapojení se společnou elektrodou S) by bylo výhodné, kdyby byl pracovní bod tranzistoru co nejstálší, což by vyžadovalo např. konstantní úbytek napětí na rezistoru v elektrodě S, který se používá jako předpětí pro řídicí elektrodu. Toho lze dosáhnout zapojením na obr. 13, na němž je místo rezistoru v elektrodě S použit zdroj konstantního proudu s tranzistorem T. Tím je přesně definován proud I_D , který je pak kon-



Obr. 13. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a se zdrojem konstantního proudu (R_1 v mezích 20 až 100 kΩ)

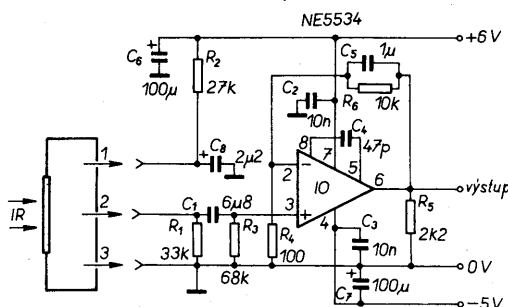
stantní. Nevýhodou zapojení je velký výstupní odpor – pro další zpracování signálu je nevhodnější sledovač s velmi velkým vstupním odporem.

Zesilovače s integrovanými obvody

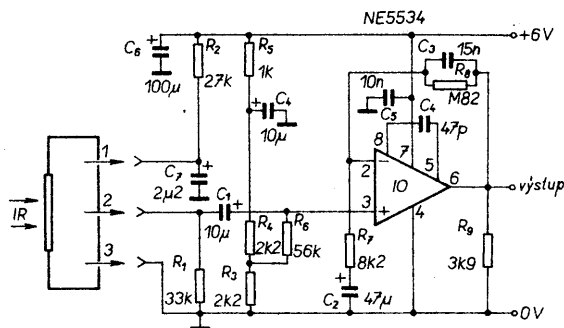
Zesílit signál na výstupu detektoru tak, aby mohl být použit pro ovládání např. spínacích obvodů, lze i operačními zesilovači. Na obr. 14 je příklad zapojení zesilovače s operačním zesilovačem s malým šumem, který zpracovává výstupní signál z detektoru, jehož integrovaný tranzistor FET je zapojen jako emitorový (source) sledovač. Operační zesilovač má vstupní odpor asi 100 kΩ, díky svým vlastnostem OZ zvětšuje šum jen nepatrně a to asi o 4 nV/√Hz.

Kondenzátor C_1 spolu s rezistorem R_3 tvoří horní propust. Jako C_1 nelze použít žádný druh elektrolytického kondenzátoru, neboť v tomto zapojení nemá kondenzátor polarizační předpětí. Vzhledem k tomu, že obvod má mít dolní mezní kmitočet 0,3 Hz, musí mít rezistor R_3 z hlediska šumu nepříznivě velký odpor. Rezistory ve zpětnovazební větvi, R_4 a R_6 , určují velikost zesílení (asi 100). Kondenzátor C_5 paralelně k rezistoru R_6 určuje horní mezní kmitočet asi na 16 Hz. Operační zesilovač je třeba kmitočtově kompenzovat (C_4). Výstupní signál je vzhledem k „zemí“ symetrický, stejně jako napájecí napětí. Napájecí napětí je třeba vhodně filtrovat, aby se zamezilo signálové zpětné vazbě a nedostatkům ve vyhlazení.

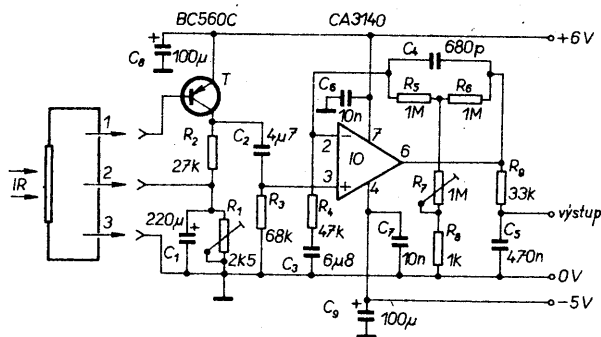
K zesílení signálu z detektoru lze použít i nesymetricky napájený operační zesilovač, obr. 15; v tomto případě je integrovaný FET zapojen jako emitorový (source) sledovač a neinvertující



Obr. 14. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s operačním zesilovačem



Obr. 15. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a nesymetricky napájeným operačním zesilovačem



Obr. 17. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a neinvertujícím operačním zesilovačem, s možností nastavit zesílení ve velkém rozsahu

vstup OZ má napětí, rovné zhruba polovině napájecího napětí. Napětí se nastavuje rezistory R_3 a R_4 napěťového děliče. S ohledem na toto zapojení je užitečný signál superponován na klidovém napětí na horní propusti R_6 , C_1 . Případné rušivé signály jsou sváděny k „zemi“ článkem RC , R_5 , C_4 .

Kondenzátor C_2 odděluje stejnosměrné napětí od zpětnovazební cesty (R_7) a spolu s R_7 tvoří horní propust – určuje spodní mezní kmitočet zesilovače. Pro signály nad tímto dolním mezním kmitočtem lze určit zesílení obvodu z poměru odporů rezistorů $(R_7 + R_8)/R_7$. Propustné pásmo zesilovače je shora omezeno dolní propustí R_8 , C_3 asi na 13 Hz.

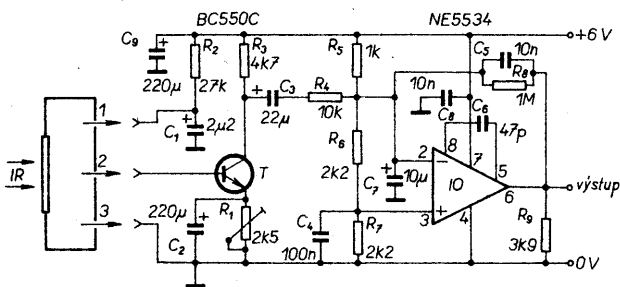
Většího zesílení lze dosáhnout v zapojení, v němž pracuje jako odpor v elektrodě S integrovaného FET bipolární tranzistor n-p-n zapojený jako invertující zesilovač, obr. 16. Zmenšení zpětné vazby kondenzátorem C_2 má za následek větší zesílení, ovšem i pro

současně k omezení pracovní šířky pásma, přičemž kondenzátory C_3 a C_5 spolu s uvedenými rezistory tvoří pásmovou propust.

V zapojení na obr. 17 odpovídá proud elektrodou D, I_D , integrovaného FET proudů báze bipolárního tranzistoru T. Napěťový úbytek na rezistoru R_1 je menší a změnil se tedy i pracovní bod FET. Proto je použit odporový trimr R_1 , jehož nastavením lze přizpůsobit vstup zesilovače různým typům detektorů. Jmenovitý odpor trimru je pro různé detektory v mezích asi 1 až 2,5 kΩ.

Jako zesilovač je v tomto případě použit operační zesilovač v neinvertujícím zapojení, typ CA3140, který má šumové napětí asi 40 nV/Hz. Zpětnovazební větev obsahuje dva napěťové děliče se společným „svodovým“ odporem (rezistory $R_7 + R_8$). Zesílení lze v širokém rozsahu nastavit odporovým trimrem R_7 . Celkový odpor článku T ze čtyř rezistorů R_5 , R_6 , R_7 a R_8 pro výpočet zesílení je

$$R_c = R_5 + R_6 + (R_5 R_6) / (R_7 + R_8).$$



Obr. 16. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s tranzistorem n-p-n jako předzesilovačem pro operační zesilovač

složky rušivých napětí s kmitočtem kolem 50 Hz. V každém případě však tranzistor zvětšuje amplitudu signálu asi 16×.

Pracovní bod obou obvodů se nastavuje odporovým trimrem R_1 , jímž lze snadno vyrovnávat i případné tolerance součástek, které by mohly měnit stejnosměrné pracovní poměry v zapojení. Jmenovitá velikost odporu trimru R_1 je asi 1 kΩ.

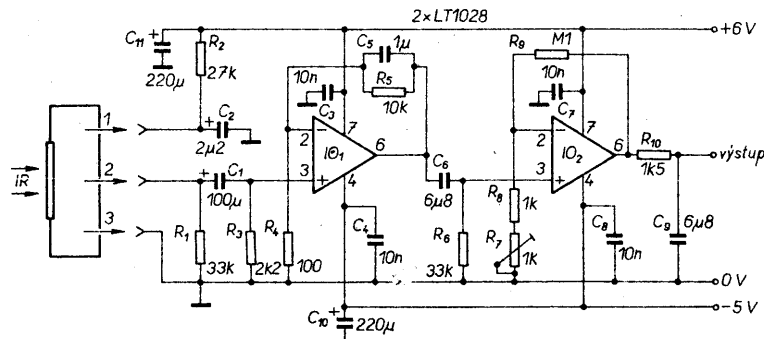
Různá stejnosměrná napětí na kolektoru T a invertujícím vstupu OZ vyžadují navázat první stupeň k druhému přes kondenzátor (C_3). Napěťový dělič mezi vstupem a výstupem OZ (R_4 , R_8) zajišťuje nejen vhodné zesílení, ale slouží

Při příliš velkých zesíleních je zapojení nestabilní. Protože vliv kondenzátoru C_4 na šířku pásma je závislý na nastaveném zesílení, je na výstupu zesilovače dolní propust C_5 , R_9 , určující horní mezní kmitočet zesilovače na 10,3 Hz. Vzhledem k tomu, že je impedance dolní propusti značná, musí mít následující stupeň velký vstupní odpor.

Zesilovač s extrémně malým šumem

Zesilovač s velmi velkým zesílením a minimálním šumem lze postavit podle obr. 18. Použité operační zesilovače typu LT1028 mají vnitřně kompenzovanou fázovou charakteristiku. Vstupní šumové napětí OZ v pásmu 0,1 až 10 Hz je pouze 35 nV (mezivrcholové napětí). Protože k celkovému šumu zapojení přispívají podstatně rezistory na vstupech OZ, je třeba použít typy s kovovou vrstvou a minimálním šumem. Odpory těchto rezistorů byly voleny jako kompromis mezi jejich vlivem na šum a účinností zapojení.

Pracovní šířka pásma zesilovače je omezena na 0,7 až 15 Hz. Odporovým trimrem R_7 lze nastavit zesílení v mezích 5000 až 10 000. Při velkých zesíleních je třeba dbát na dokonalé „uzemnění“ (spojení s kostrou) a dokonalé vyhlazené napájecí napětí. Přesto, že následující stupeň nemusí mít příliš velký vstupní odpor, doporučuje se použít nějaký druh měnič impedance (emitorový sledovač atd.).



Obr. 18. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET s operačním zesilovačem s extrémně malým šumem

Základní údaje použitých součástek

Při realizaci zapojení je vždy třeba pamatovat na to, že zesilujeme velmi slabé signály, proto je třeba používat takové součástky, které mají velmi malý vlastní šum. O volbě rezistorů již byla zmínka – nejvhodnější a přitom běžné jsou typy s kovovou vrstvou (naše typy TR 151, TR 161, TR 191 apod.). Pokud jde o kondenzátory – není-li ve schématech u kondenzátorů s velkou kapacitou vyznačena polarita, je třeba použít nepolarizované typy, tj. jakékoli kondenzátory s dielektrikem z plastických hmot, nikdy ne elektrolytické hliníkové nebo tantalové! Polovodičové součástky lze použít i jiné, než jaké jsou uváděny ve schématech, pro určení případné náhrady jsou dále uvedeny základní technické údaje použitých tranzistorů a integrovaných obvodů (operačních zesilovačů).

Tranzistory BC550 (n-p-n) a BC560 (p-n-p)

Mezní údaje

Napětí kolektor-emitor, U_{CEO} : 45 V.
Napětí kolektor-báze, U_{CBO} : 50 V.
Napětí báze-emitor, U_{EBO} : 6 V.
Proud kolektoru, I_C : 100 mA.
Špičkový proud kolektoru I_{CM} : 200 mA.
Proudy I_{BM} , I_{EM} jsou shodné s I_{CM} .

Pracovní údaje

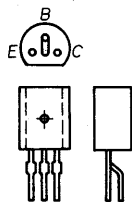
Statické údaje

Průrazné napětí kolektor-emitor, $U_{(BR)CEO}$ při $I_C=2$ mA : 45 V.
Průrazné napětí kolektor-báze, $U_{(BR)CBO}$ při $I_C=10$ μA : 50 V.
Průrazné napětí kolektor-emitor $U_{(BR)CES}$ při $I_C=10$ μA, $U_{BE}=0$ V : 50 V.
Zbytkový proud kolektor-báze, I_{CBO} při $U_{CB}=30$ V : 15 nA.
Proudové zesílení, h_{FE} ($I_C=10$ μA, $U_{CE}=5$ V, 550C, 560C): 150, při $I_C=2$ mA, $U_{CE}=5$ V : 290.

Dynamické údaje

Šumové číslo, F ($I_C=0,2$ mA, $U_{CE}=5$ V, $R_s=2$ kΩ): 1,4 až 3 dB.
Šum (stejně podmínky, $f=10$ až 50 Hz) : 0,135 mV.

Zapojení vývodů je na obr. 19.



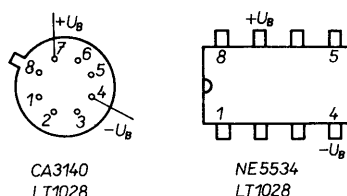
Obr. 19. Zapojení vývodů tranzistorů BC550, BC560 (Siemens)

Operační zesilovače

	CA3140	NE5534
Vstupní odpor [MΩ]	1,5 · 10 ⁶	0,1
Vstupní offset [mV/nA]	15/0,03	4/300
Vstupní proud [nA]	0,05	1500
CMR [dB]	70	70
Napájecí napětí min./max. [V]	±2/±22	±3/±22
Zesílení	10 ⁵	10 ⁵
Rychlost přeběhu [V/μs]	9	13

Operační zesilovač LT1028 je výrobek firmy Linear Technology, s minimálním šumem (max. 10 Hz) 1,8 nV/√Hz, SR = 11 V/μs, zesílení 6000 V/mV, drift osetového napětí je 0,9 μV/°C.

Zapojení vývodů operačních zesilovačů je na obr. 20.



Obr. 20. Zapojení vývodů operačních zesilovačů (pohled shora)

Pyroelektrické detektory série LHI jsou výrobky firmy Heiman z Wiesbadenu v SRN. Pyroelektrické detektory vyrábí ovšem např. i firma muRata, známá svými filtry pro spotřební elektroniku (rozhlasové přijímače, televizory) a další výrobci.

U všech detektorů se doporučuje minimální délka vývodů při pájení asi 6 mm, teplota páječky maximálně 250 °C, doporučuje se odvádět teplo z pájeného přívodu.

Pyroelektrické detektory s jedním měničem (všechny uvedené v tomto článku mají měniče dva) jsou vhodné především k měření teploty a např. k detekci plynů. Podle vyráběných typů lze používat pyroelektrické detektory jako hlásiče pohybu v určitém prostoru, světelné spínače, poplachová zařízení, jako analyzátoře plynů a konečně jako měřiče výkonu laserových paprsků. Měniče všech detektorů pro uvedená použití jsou v podstatě shodné, mění se jen spektrální rozsah optických filtrů, přes které záření na měniče dopadá.

Zkušební zapojení

Pro možnost ověřit činnost detektoru infračerveného záření byla realizována relativně jednoduchá pomůcka, která může kromě původního účelu (zkušební zapojení) být použita jako poplachové zařízení, spouštěné pohybem osoby v určeném prostoru. Zapojení je na obr. 21 a je vhodné pro téměř všechny běžné detektory, zapojené podle obr. 1.

Rezistor R_1 je zatěžovacím odporem emitorového sledovače v detektoru IR (pro některé typy detektorů vyhoví i 39 kΩ). Integrované obvody IO₁ a IO₂ tvoří dvoustupňový nízkofrekvenční zesilovač s velkým zesílením. Vhodné charakteristiky zesilovače v oblasti nízkých kmitočtů se dosáhlo volbou kapacity kondenzátorů. Kondenzátor C_5 odfiltruje signály vyšších kmitočtů. Integrovaný obvod IO₃ pracuje jako okénkový diskriminátor, „okénko“ lze upravit odporovým trimrem P – zužováním „okénka“ se zvětšuje citlivost zařízení, zvětšuje se však i náchylnost ke spínání zařízení falešnými signály. Nejvhodnější je nastavit trimr experimentálně.

Zapojení bylo postaveno na desce s plošnými spoji podle obr. 22. Protože původním úmyslem bylo zkoušet různé druhy detektorů, byly pro připojení detektoru použity svorky. Zapojení by pro zkušební účely bylo možno realizovat i na kontaktním nepájivém poli, což by bylo vzhledem k času, potřebnému ke konstrukci, asi nejvýhodnější. Pak by totiž bylo možno i snadno zkoušet v zapojení různé druhy operačních zesilovačů a určovat vliv šumového čísla a dalších parametrů OZ na celkový výsledek.

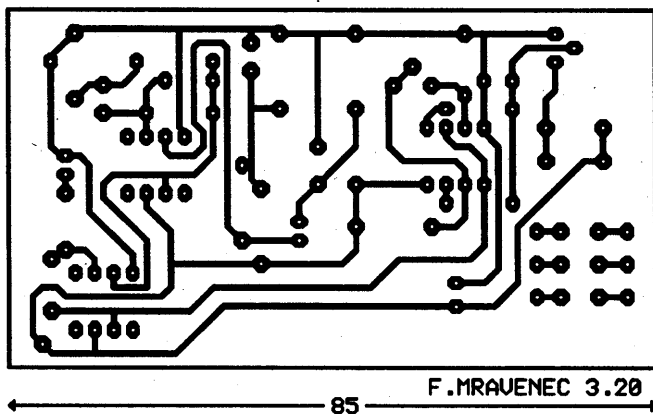
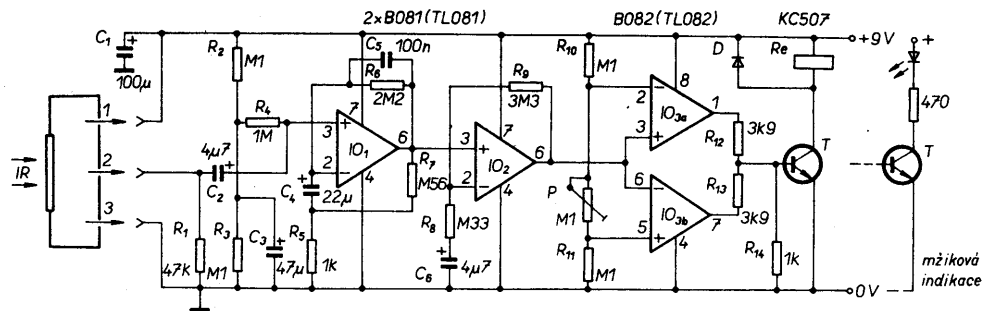
Protože zařízení má při změně IR na vstupu mžikovou změnu výstupního napětí, lze na výstup při zkoušení detektorů připojit místo relé na obr. 21 svítivou diodu (na obrázku naznačeno). Budeme-li chtít zařízení použít jako poplachové s delší dobou trvání poplachu, musíme na výstup připojit nějaký časovací obvod, který dobu trvání poplachu prodlouží podle našich potřeb. Příklad takového časovacího obvodu je na obr. 23. Kontakt relé z obr. 21 je v klidu sepnut, jeho otevřením začíná doba poplachu, kterou je možno volbou odporu rezistoru na vývodu 6, 7 časovače 555 upravit až na asi 15 minut. K vybavení obvodů poplachu se ještě vrátíme na konci článku.

K součástkám: Jako operační zesilovače byly použity běžné typy B081 (2 ks) a B082 (vývody jako MA1458). Údaje všech běžných operačních zesilovačů s FET na vstupu, které lze v zapojení použít, byly uvedeny v AR B3/90 (popř. v ročence AR Malý katalog pro konstruktéry, která vyjde v listopadu tr.).

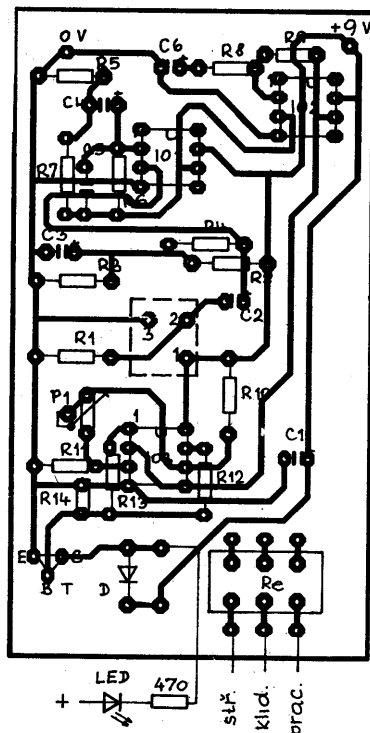
Všechny rezistory jsou miniaturní typy (nejvhodnější jsou rezistory s kovovou vrstvou), elektrolytické kondenzátory jsou typy s jednostrannými vývody na minimálně 10 V. Jako tranzistor lze použít libovolný typ n-p-n (KC507, KF508 atd.).

Jako zdroj napájecího napětí je nejvhodnější baterie, použije-li se síťový zdroj, musí být jeho výstupní napětí dobře stabilizované a vyhlazené.

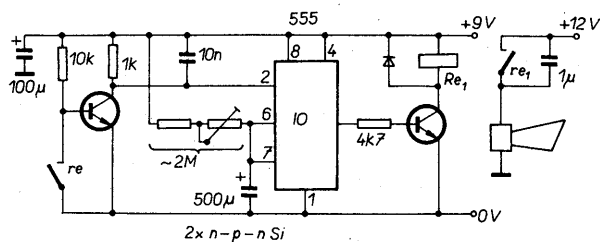
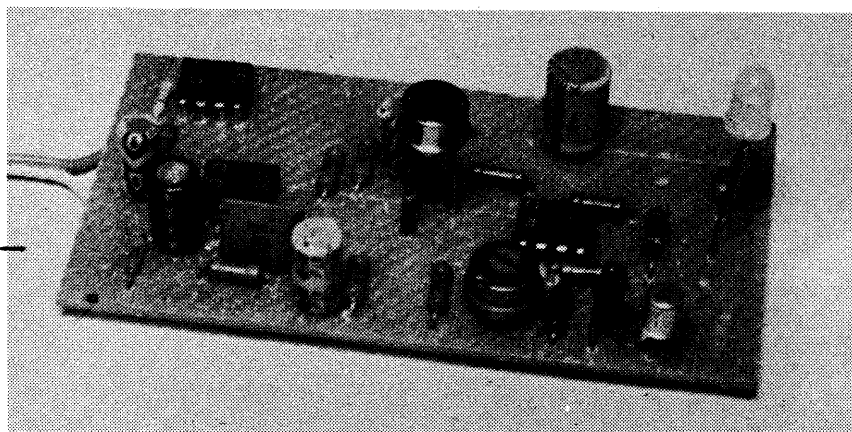
Obr. 21. Zkušební zapojení indikátoru infračerveného záření s detektorem RE03B (japonské výroby). Indikace je mžiková, pro ověřování detektoru je vhodné zapojit na výstup LED, pro účely poplachu je možné použít zapojení z obr. 23, popř. jiný časovací obvod



A209



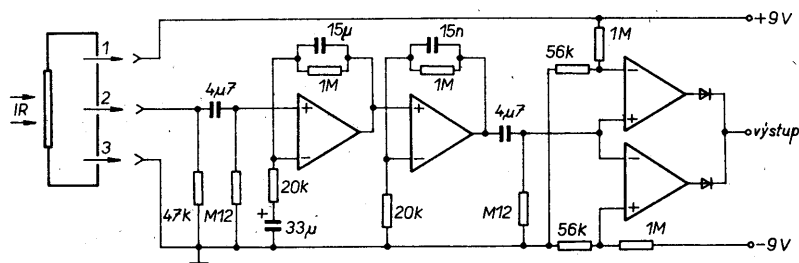
Obr. 22. Deska s plošnými spoji pro zapojení z obr. 21. Zkušební deska osazená součástkami je i na fotografii



Obr. 23. Časovací obvod pro poplach

Jiné zkušební zapojení, které doporučuje západoněmecký výrobce pyroelektrických detektorů, je na obr. 24.

Zapojení je variantou zapojení na obr. 21, zjednodušené poněkud symetrickým napájecím operačních zesilovačů.



Obr. 24. Jiné zapojení zkušební obvodu, doporučené výrobcem z NSR; též toto zapojení lze použít pro poplachové (nebo jiné) zařízení. Operační zesilovače jsou typy s FET, napájené symetrickým napětím

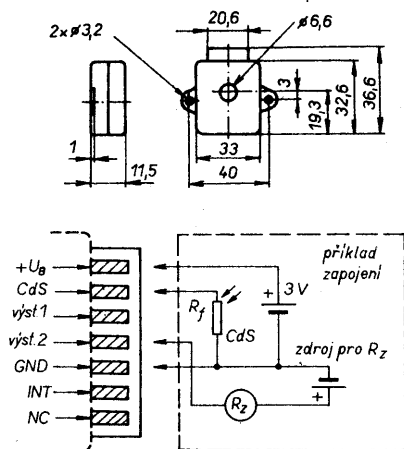
Stavební moduly

Uživatelé pyroelektrických detektorů nejsou ovšem nuceni vyvíjet si svoje vlastní zesilovače signálu z detektoru, na trhu (i u nás) jsou k dispozici moduly s relativně velkým výstupním napětím, jehož zpracování již nečiní žádné potíže. Dále si uvedeme dva moduly, určené k běžnému použití.

Modul MS-02

Obecný popis: Modul je citlivým detektorem IR se spínacím obvodem. Má malou spotřebu a čtyři základní pracovní módy, s čidlem CdS může spolupracovat jako světelný spínač.

Rozměry: Rozměry a rozmístění vývodů jsou na obr. 25. Základna má rozměry 40×36,6 mm, celková výška je 11,5 mm, vývody jsou na pájecí svor-



Obr. 25. Rozměry a vývody modulu MS-02 s příkladem zapojení. CdS – výstup enable, aktivní stav = úroveň H, výst. 1 – napěťový výstup (amplituda 0,6 V), výst. 2 – výstup s otevřeným kolektorem (aktivní stav = úroveň L), INT – interferenční vstup (k zastavení výstupního signálu na náběžné hraně impulsu), NC – nezapojeno

kovnici. Deska s plošnými spoji je zhotovena technikou SMD.

Elektrické údaje

Pracovní napětí (napájecí): min. 2,6 V, max. 5,5 V.

Spotřeba: naprázdno typicky 35, max. 50 μ A, v době detekování IR 1 až 3 mA. Proud zátěží: max. 200 mA.

Doba zapnutí P_1 (on time): volitelná do 300 sekund.

Maskovací doba, P_2 (masking time): typ. 1,2, max. 2 sekundy.

Doba stabilizace: min. 6, typ. 12, max. 18 sekund.

(Doba stabilizace je doba od zapnutí napájecího napětí do okamžiku, kdy se na výstupu modulu může objevit signál. Její délka závisí i na druhu napáječe a na tzv. čekací době detektoru.)

Čekací doba (waiting time): min. 10, typ. 20, max. 40 sekund.

Oblast detekce IR

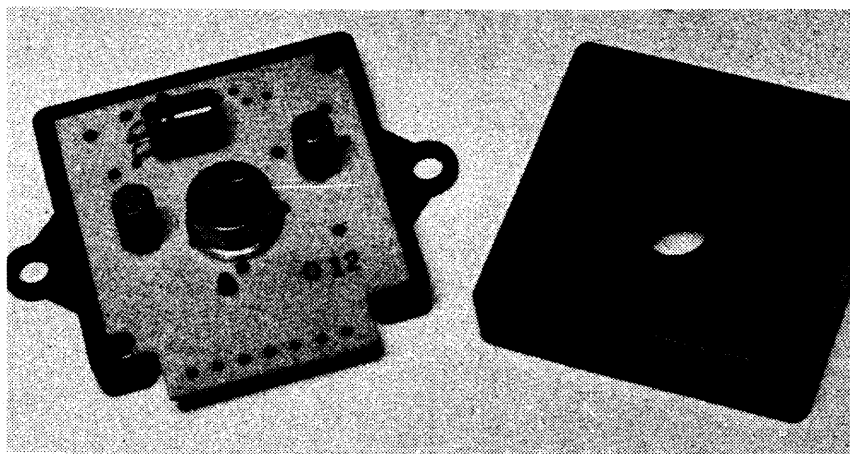
„Zorný úhel“: 90°, závisí na pouzdru, v němž bude modul umístěn.

Vzdálenost detekovaného předmětu: 1,5 až 2 m.

Druhy činnosti

Jednorázový (oneshot mode)

Výstupní signál z pyroelektrického detektoru nebude akceptován po dobu $P_1 + P_2$ (obr. 26a). Příklad: Čas P_1 je zvolen 5 sekund, čas P_2 je 2 sekundy. Jakmile jednou přijme modul signál z detektoru, „drží“ stav „poplachu“ po 5 sekund a potom po dobu 2 s nepřijme žádný vstupní signál z detektoru. Tudiž



– jakmile modul jednou spustí poplach, nepřijme žádný výstupní signál z detektoru po dobu $P_m = P_1 + P_2 = 7$ sekund.

Opakovatelné spouštění (retriggerable mode)

Modul udržuje stav „poplach“ (tj. má na výstupu signál v závislosti na IR na vstupu) po dobu P_0 . Pokud dostává zesilovač modulu signál z detektoru během zvolené doby P_1 , modul znovu udržuje stav „poplach“ po dobu P_1 . To se může stále opakovat. Bude-li stav „poplach“ ukončen po uběhnutí doby P_1 , modul nepřijme žádný výstupní signál z detektoru po dobu P_2 (maskovací doba), obr. 26d.

Překlápěcí, přepínací jednorázový (one shot toggle mode)

Modul udržuje stav „poplach“ po dobu P_1 a ve stejnou dobu nemůže přijmout jiný výstupní signál z detektoru, neboť působí maskovací signál P_2 . Vždy, je-li přijmut výstupní signál z detektoru, P_1 končí a probíhá doba P_2 , obr. 26c.

Překlápěcí, přepínací (toggle mode)

Tento způsob činnosti je v podstatě shodný s „one shot“. Čas P_1 není ovšem přednastaven (obr. 26d) a dobou signálu „toggle“ je míněna doba P_0 . Výstupní signál modulu se mění pokaždé, když zesilovač modulu přijme výstupní signál detektoru.

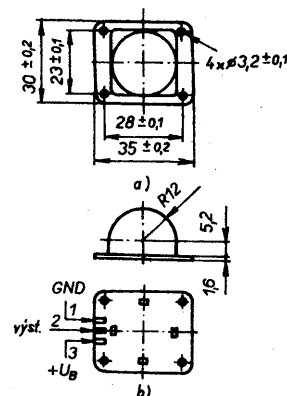
Modul obsahuje integrovaný obvod CMOS, je jej třeba chránit před elektrostatickými náboji. K napájení je třeba

používat pouze regulované napájecí zdroje s velmi dobře vyhlazeným výstupním napětím. Modul nesnáší přímé sluneční světlo, vysoké teploty, velké teplotní změny a silné vibrace.

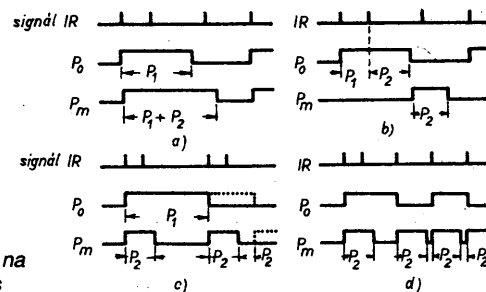
Modul SGM-5910-CHK s detektorem IR a Fresnelovou čočkou

Obecný popis: Modul detekuje infračervené záření, které vyzařuje lidské tělo, pohybující se v „zorném úhlu“ čočky. Detektor je spolu s Fresnelovou čočkou na desce s plošnými spoji, osazené technikou SMD.

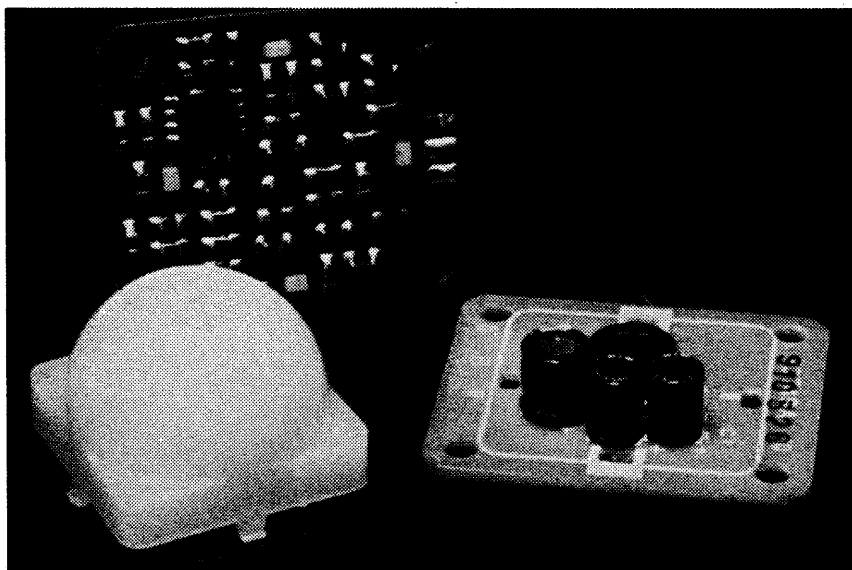
Základní vlastnosti modulu: Vnější rozměry jsou $35 \times 30 \times 20$ (výška) mm. Rozměry modulu jsou na obr. 27, oblast detekce infračerveného záření je na obr. 28 a to jak ve vertikální, tak v horizontální rovině. Jako výstupní obvod je



Obr. 27. Uspořádání a rozměry modulu SGM-5910-CHK s Fresnelovou čočkou; pohled shora, b) pohled zdola

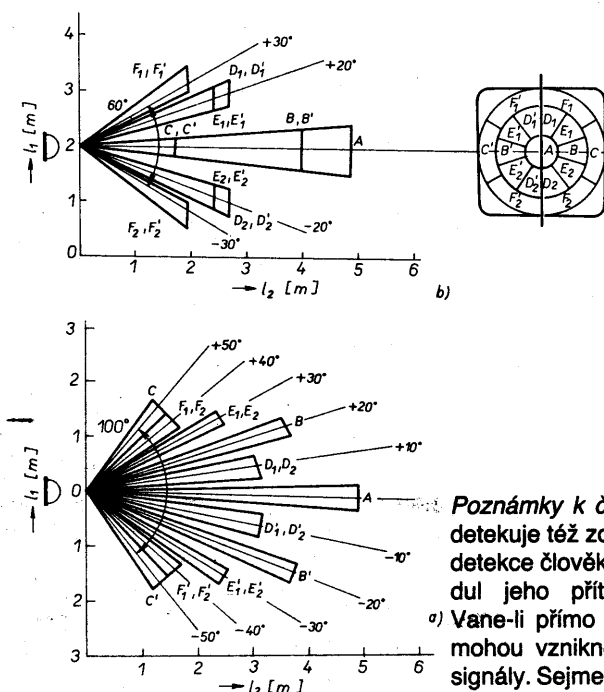


Obr. 26. Druhy činnosti. P_0 – impuls na výstupu 1(2), P_m – maskovací impuls



žit zapojení na obr. 29, které vyhoví pro připojení za všechny dosud popsané předzesilovače. Zesilovací činitel zapojení je nastavitelný v rozsahu asi 1800 až 15 000. Jako vstupní stupeň je použit operační zesilovač v neinvertujícím zapojení, za ním následuje OZ v invertujícím zapojení, u něhož je možné základní zesílení dané poměrem odporů rezistorů R_4 , R_7 měnit nastavením odporového trimru R_5 .

Operační zesilovače zvětšují úroveň šumu pouze nepatrně. Díky čtyřem článkům RC je pracovní kmitočtový rozsah 0,4 Hz až 15 Hz. Dodatečná dolní propust na výstupu, R_8 , C_{11} , potlačuje případné rušivé signály (např. síťový brum 50 Hz). Propust je vhodné použít především při nastavení zesílení na horní mezi možností.



Obr. 28. Detekční oblast modulu; a) horizontálně, b) vertikálně

zapojen tranzistor n-p-n s otevřeným kolektorem, aktivní stav = nízká úroveň (L).

Elektrické údaje mezní

Průrazné napětí: 15 V.

Pracovní teplota: -20 až +50 °C.

Skladovací teplota: -30 až +70 °C.

Elektrické údaje pracovní

Napájecí napětí: min. 4,75, typ. 5, max. 10 V.

Spotřeba: typ. 1, max. 2 mA.

Doba stabilizace: t_{on} = typ. 15, max. 30 sekund.

(Stav výstupu se po zapnutí napájecího zdroje ustálí za t_{on} .)

Poznámky k činnosti a použití: Modul detekuje též zdroje tepla. Je-li v oblasti detekce člověk a nepohybuje-li se, modul jeho přítomnost nezaznamená.

a) Vane-li přímo přes modul prudký vítr, mohou vzniknout v detektoru falešné signály. Sejmeme-li se z detektoru Fresnelova čočka, zmenší se značně citlivost modulu. Modul by neměl být vystavován prudkým úderům a značným teplotním změnám.

Univerzální zesilovač

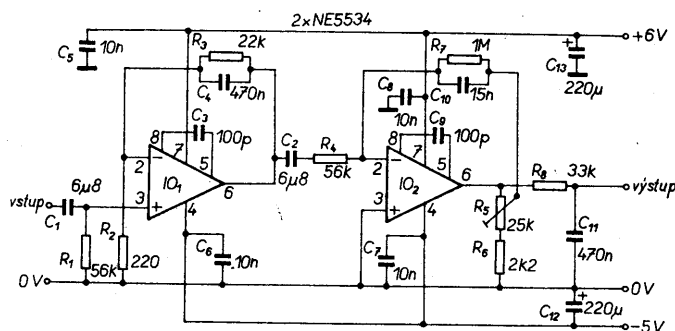
Je-li třeba před dalším zpracováním zesílit signál z předzesilovače, lze pou-

Na výstup připojované další obvody by měly mít velkou vstupní impedanci. Při konstrukci je třeba dbát na co nejkratší spoje, dobré zemní spoje – také co nejkratší a na co nejlepší vyhlazení napájecího napětí.

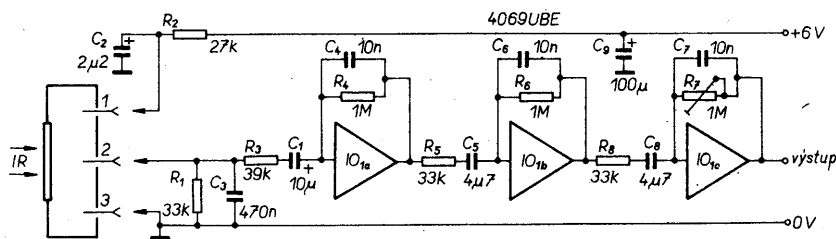
Zesilovač z invertorů

K zesílení signálu z detektoru lze použít i invertory, zapojené jako lineární zesilovače. Vhodné jsou např. typy z řady UB; i když mají malé zesílení, je zesilovač na obr. 30 velmi stabilní.

Podélné články RC u jednotlivých invertorů tvoří jak zpětnou vazbu, zajiš-



Obr. 29. Univerzální zesilovač se symetrickým napájením, vhodný za všechny uvedené předzesilovače



Obr. 30. Použití invertorů jako lineárních zesilovačů signálu z detektorů IR

řující definovaný pracovní bod invertorů, tak (jejich rezistory) spolu s předřadnými rezistory určují zesílení jednotlivých invertorů. Relativně velký vstupní odpor invertorů umožňuje navázat zesilovač k detektoru, zapojenému jako emitorový (source) sledovač. Zesílení třetího invertoru lze nastavit odporovým trimrem R_7 . Použité články RC určují i pracovní kmitočtové pásmo a to na 0,4 až 15 Hz.

Proti dříve uvedeným zesilovačům mají zesilovače tohoto typu poněkud větší šumové číslo – to však při větších vstupních signálech z detektoru nemusí být na závadu, je to vyváženo jednoduchostí konstrukce. Při konstrukci je třeba si uvědomit, že je na výstupu v klidu napětí rovné asi polovině napájecího napětí a že vstupní impedance dalšího obvodu musí být co největší.

Optické „doplňky“

Jak již bylo uvedeno, snahou při konstrukci zařízení s pyroelektrickými detektory je co možno nejvíce zesílit slabý signál z detektoru, aniž by zesilovač přidával k užitečnému signálu další šumová napětí. Dále je velmi užitečná možnost měnit „zorný úhel“ detektoru, popř. zesílit užitečný signál z málo vyzařujících nebo vzdálených zdrojů infračerveného záření tak, aby mohl být vůbec detektorem zpracován. Jako v radiotechnice platí zásada, že nejlepším zesilovačem, který k zesilovanému signálu nepřidává šum, je anténa, nabízí se jako u ostatních optických záření použít k zesílení infračerveného záření čočku (nebo čočky). Z nejrůznějších důvodů nejsou pro IR vhodné skleněné čočky – v této oblasti záření se používají tzv. Fresnelovy čočky z plastických materiálů, jako např. u modulu SGM-5910-CHK na obr. 27.

A. J. Fresnel (1788–1827) byl francouzský fyzik, který se velmi zasloužil o rozvoj optiky, objevil mimo jiné i zákony, které určují intenzitu světla při odrazu a lomu na rozhraní dvou prostředí. Tzv. ohybové (difrakční) jevy, na nichž jsou založeny Fresnelovy čočky, využí-

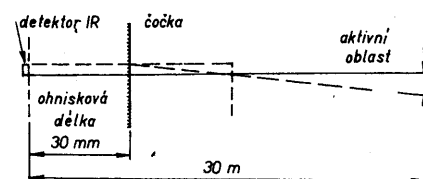
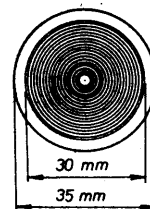
vají toho, že za určitých podmínek neplatí zákon přímočarého šíření světla. Při určitých podmínkách lze totiž pozorovat (když se světlo šíří kolem dostatečně malé překážky) světlo i tam, kde by měl být stín. Tomuto jevu se říká difrakce (ohyb) světla. Při difrakci se na stínítku získává soustava světelných maxim a minim, tzv. ohybový obraz. V této souvislosti je v optice zaveden pojem Fresnelovy zóny, jejichž vlastností se využívá právě při konstrukci tzv. zónové desky, což je soustava průhledných a neprůhledných soustředných prstenců se společným středem. Účinek této ploché zónové destičky lze srovnat s účinkem spojné čočky.

Fresnelovy čočky se skládají z velmi tenké fólie z plastické hmoty, která má na povrchu soustředné kružnice (jde-li o kulatou čočku) nebo části kružnic (jde-li o pravoúhlé čočky). Čočky jsou konstruovány tak, aby měly dobré přenosové vlastnosti pro záření o vlnové délce 4 až 20 μm , takže soustřeďují infračervené záření do úzkého kuželu (úzkých kuželů). Komerčně vyráběné Fresnelovy čočky mohou být konstrukčně uspořádány různě, např. mohou rozdělovat sledovanou oblast do střídajících se zón s malou a velkou citlivostí, mohou být konstruovány jako konvexní, které vymezují úzký koridor ve sledované oblasti s velkou citlivostí, popř. mohou být i tzv. záclonového typu, které vytvářejí dvě oblasti s velkou citlivostí, které jsou umístěny blízko sebe – tak lze např. rozdělit místnost na dvě části a kdokoli projde touto „záclonou“, spustí poplach. Od konvexní čočky se liší tím, že mají v horizontální rovině úzký „zorný úhel“, na rozdíl od vertikálního širokého úhlu.

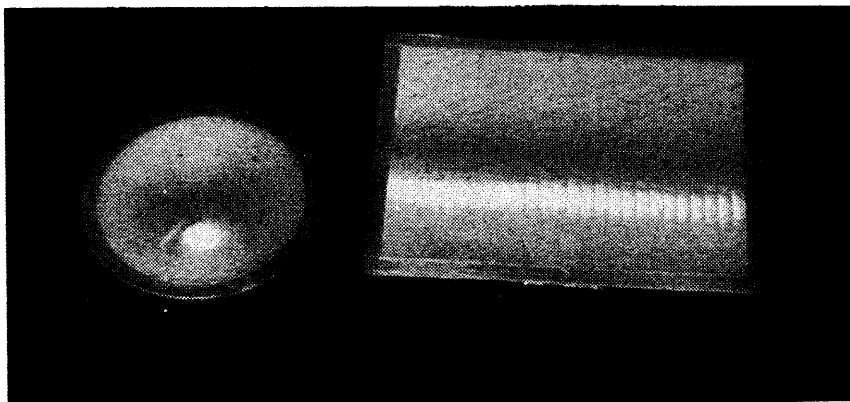
Na obr. 31 až 34 jsou komerčně vyráběné (a u nás dostupné) Fresnelovy čočky s různými vlastnostmi.

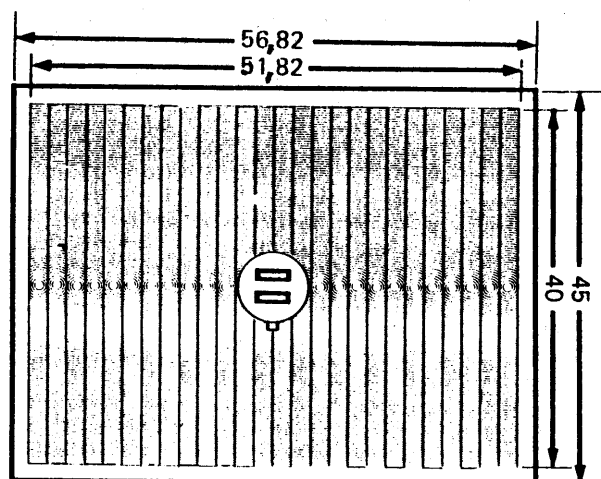
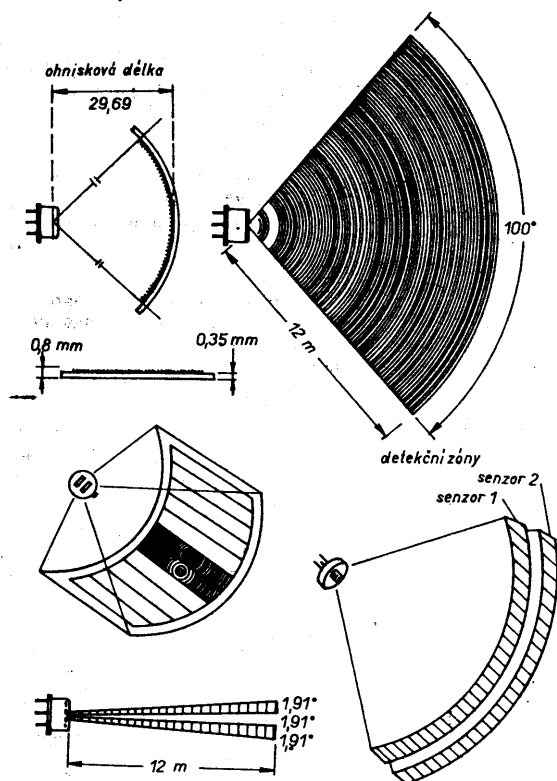
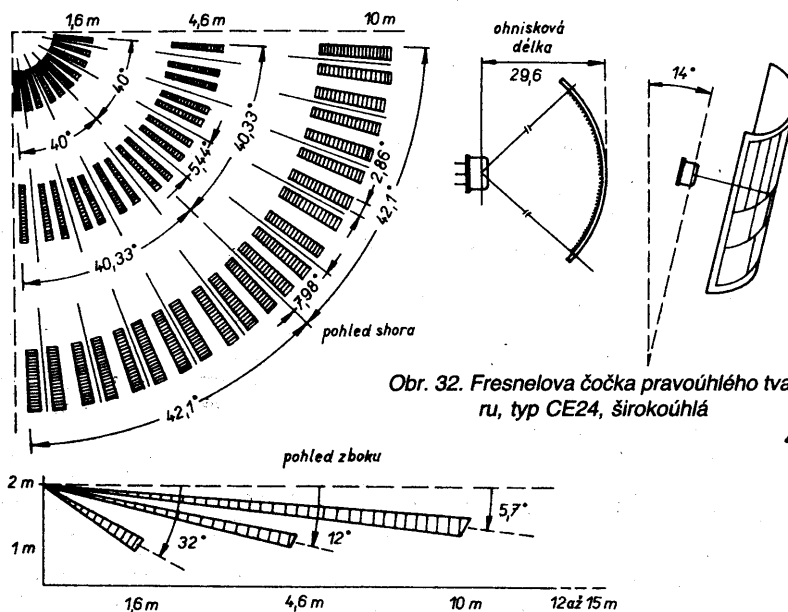
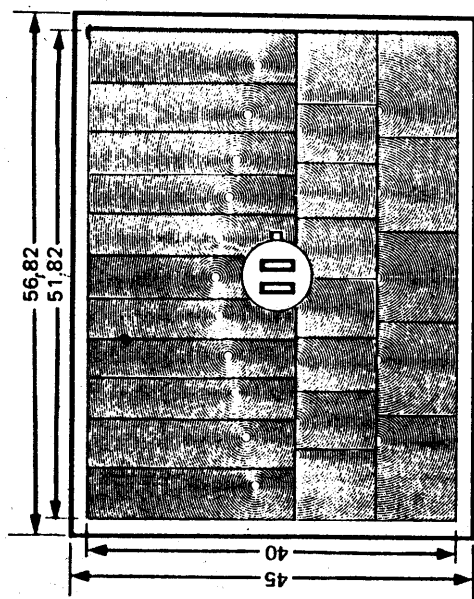
Na obr. 31 je základní typ kulaté Fresnelovy čočky, která se montuje na plocho. Jde o čočku ke snímání infračerveného záření z větších vzdáleností, čočka soustřeďuje záření do úzkého paprsku. Aktivní oblast ve vzdálenosti 30 m má při detektoru s jedním měničem průměr 1 m, při detektoru se dvěma měniči 2 m. Ohnisková délka čočky je 30 mm. Nejmenší tloušťka čočky je 0,3, největší 0,8 mm. Čočka má označení CE01.

Mnohasegmentová Fresnelova čočka, označená CE24, je na obr. 32. Jde o širokoúhlou čočku, rozdělenou do tří oblastí. Při použití této čočky se získá 48 detekčních oblastí, použije-li se detektor se dvěma měniči, který má „zorný úhel“ 86° nebo větší. Detektor se umísťuje v geometrickém středu čočky, která má rozměry 45×56,82 mm. Čočka má ohniskovou délku 29,6 mm, je-li stočena do oblouku o poloměru rovném ohniskové délce (viz obrázek). Poloměr je třeba měřit od vrchní strany měničů (nikoli od vrchní strany detektoru). Čočku lze používat k soustřeďování infračerveného záření až do vzdálenosti 10 m (příp. 12 až 15 m). Detekční zóny při umístění detektoru podle obrázku jsou pro různé vzdálenosti v obr. 32.

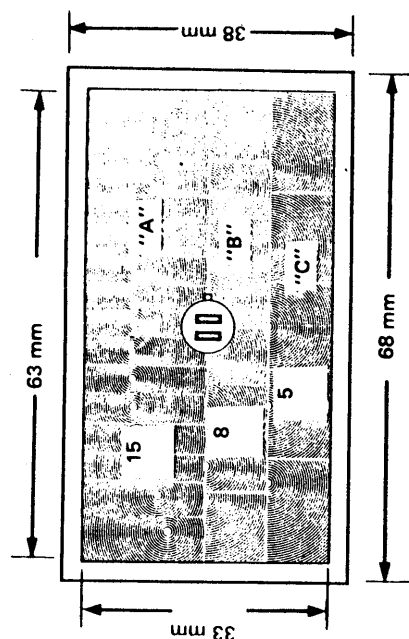
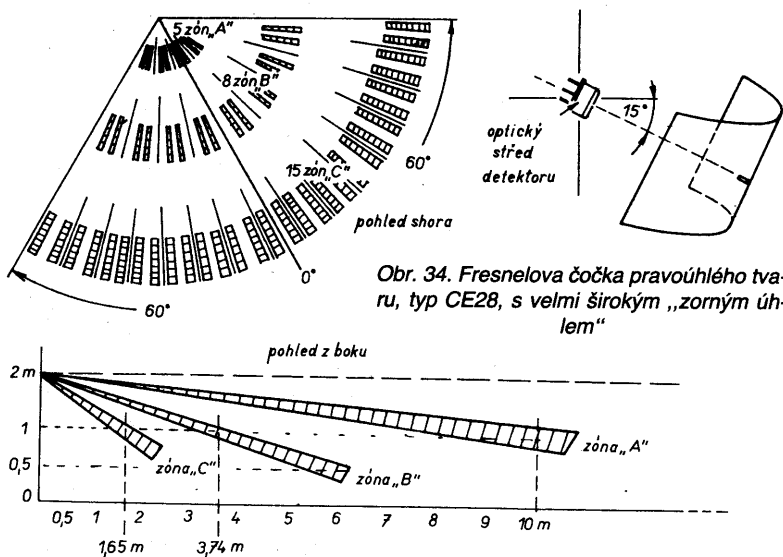


Obr. 31. Základní provedení Fresnelovy čočky, typ CE01. Aktivní oblast 1 m, popř. 2 m (dvojitý měnič)





Obr. 33. Fresnelova čočka pravoúhlého tvaru, „záclonová“, typ CE26 (cavity wall)



Na obr. 33 je tzv. záclonová čočka, určená pro spolupráci s detektorem se dvěma měniči. Její ohnisková délka je opět 29,69 mm, což je též poloměr oblouku, do něhož je ji třeba stočit. Čočka se nazývá též „cavity wall“ a její obchodní označení je CE26. Její základní vlastnosti jsou zřejmé z obrázku.

Konečně na obr. 34 je čočka CE28, 28segmentová, zvláště širokoúhlá, jejíž pomocí lze získat 56 detekčních zón v „zorném úhlu“ 120°, použije-li se detektor, který má minimální „zorný úhel“ 120°. Stočená čočka má mít poloměr rovný ohniskové délce, tj. 30 mm. V ohnisku lze očekávat při změně teploty o 5 °C ve vzdálenosti 10 m mezi vrcholový signál 500 nW.

Výstupní signál detektoru

Bez ohledu na to, používá-li se ke snímání změn infračerveného záření samotný detektor nebo detektor s Fresnelovou čočkou, vyvolávají změny polohy snímaného pohybujícího se předmětu (osoby) na výstupu detektoru signál, jemuž je současně přiřazen modulační signál určitého kmitočtu. Kmitočet modulačního signálu závisí především na vzdálenosti předmětu (osoby) od detektoru a na rychlosti jeho pohybu, při předřazené Fresnelové čočce i na její ohniskové vzdálenosti. Všeobecně lze uvést, že se kmitočet modulačního signálu pohybuje v mezích 0,7 až 10 Hz.

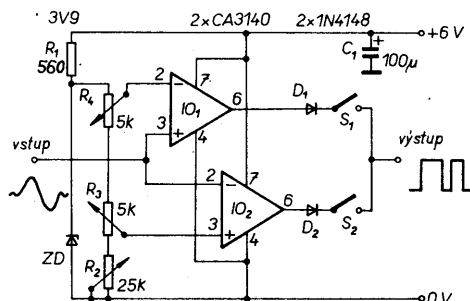
Tvar výstupního signálu detektoru závisí na umístění a počtu měničů (senzorů) v detektoru. Vliv modulačního signálu na tvar výstupního signálu spočívá v teplotní a elektrické časové konstantě detektoru. Tyto okolnosti mají za následek, že při zvyšujícím se modulačním kmitočtu mezi asi 0,2 až 5 Hz má výstupní signál detektoru trojúhelníkovitý tvar – typický průběh výstupního signálu pro detektory s jedním a dvěma měniči je na obr. 35. Přitom je lhostejné, pracuje-li detektor s čočkou či nikoli. V této souvislosti je třeba poznamenat, že např. v místnosti vznikají výstupní signály detektoru i třeba pohybem vzduchu – např. vždy, kdy se otevře okno nebo dveře; závisí na citlivosti a celkovém uspořádání „hlídacího“ zařízení.

Ukázalo se, že v praxi se nejsnadněji odliší užitečný signál od rušivých impul-

sů u detektoru s jedním senzorem. U detektorů se dvěma senzory se výstupní napětí často od základního tvaru napětí značně liší. Nejvíce se od základního tvaru výstupního signálu liší signály z detektoru, kterému byla předřazena některá z pravoúhlých mnohazónových Fresnelových čoček.

Úpravy výstupního signálu detektoru

Za detektorem bývá obvykle zapojen některý z předzesilovačů, které jsme si popsali. Pro zpracování signálu z předzesilovače tak, aby byl všestranně použitelný, je třeba zesílený signál upravit, nejlépe samozřejmě na pravoúhlý tvar. K tomu jsou nejvhodnější komparátory, které srovnávají okamžitou velikost signálu s nějakým, předem zvoleným referenčním signálem – výstupní signál komparátorů má pak pouze dvě úrovně – velkou či malou. Nejvhodnější jsou komparátory v integrované formě, tj. buď IO, určené k činnosti přímo jako komparátory, nebo operační zesilova-



Obr. 36. Dvojitý komparátor s výstupním napětím jedné polarit

če. U operačních zesilovačů pak platí, že jejich výstup bude v kladné saturaci, bude-li napětí na neinverující vstupu větší než napětí na inverující vstupu a naopak. „Neurčitost“ mezi kladnou a zápornou saturací (podle převodní charakteristiky zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby) daná konečným zesílením konkrétního OZ je velmi malá, u běžných operačních zesilovačů, připadajících v úvahu pro uvedená zapojení, je menší než asi 1 mV.

Jako referenční napětí se obvykle volí určitá klidová úroveň napětí, která bude po přivedení signálu na vstup OZ překročena buď v „kladném“ nebo „záporném“ smyslu – podle požadavku na velikost výstupního napětí. Požaduje-li se, aby výstupní signál odpovídal polaritou vstupnímu signálu, zapojují se dva

OZ jako komparátory podle obr. 36, což je tzv. okénkový diskriminátor. Každý z obou OZ – komparátorů – má zvlášť nastavitelné referenční napětí. Výstupní napětí pak odpovídá kladnému saturacímu napětí vždy, je-li okamžité napětí vstupního signálu menší, popř. větší než referenčními napětími určená úroveň „okénka“.

Diody zapojené na výstupu tvoří hradlo NEBO (OR).

Zapojení na obr. 36 je vhodné pro nesymetrické napájecí napětí a lze je použít všude tam, kde je vyhodnocované vstupní napětí přeloženo (superponováno) přes nějaké stejnosměrné napětí.

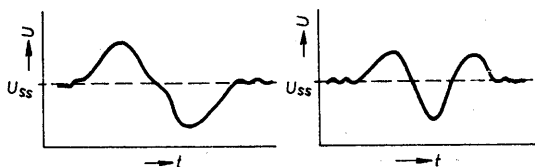
Popisovaný obvod byl již např. použit v zapojení na obr. 24. Protože na tomto obrázku se k navázání signálu na okénkový diskriminátor používá kondenzátor (tj. zpracováváný signál nemá stejnosměrnou složku), bylo by možné použít v tomto případě zapojení podle obr. 37 se symetrickým napájením.

Spínače na výstupu okénkového diskriminátoru slouží k tomu, aby měl pou-

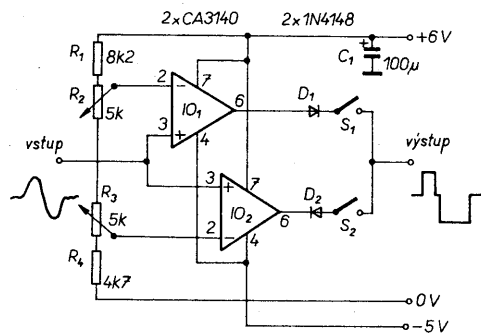
živatel možnost zvolit druh signálu na výstupu: buď signál, vzniklý po příchodu kladné půlvlny na vstup, nebo signál po příchodu záporné půlvlny, případně současně kladné i záporné výstupní impulsy, odpovídající průběhu vstupního signálu podle obr. 35. Tato možnost slouží k tomu, aby uživatel mohl používat zařízení tak, že výstupní impuls jedné polarit odpovídá vniku, druhé opuštění hlídaného prostoru. Polarita výstupních impulsů odpovídá přitom smyslu rozdílu teplot pohybujícího se předmětu a detektoru. Podle polarit impulsů lze tedy např. určit, pohybuje-li se ve sledovaném prostoru objekt s relativně vyšší nebo nižší teplotou, než je teplota prostředí hlídaného prostoru.

U okénkového diskriminátoru na obr. 37 odpovídá záporné části vstupního signálu záporný impuls na výstupu. Bude-li uživatel požadovat kladné výstupní impulsy, musí se vzájemně prohodit přívody ke vstupům IO₂ a obrátit polarita diody D₂.

Ke konstrukci okénkových komparátorů lze ovšem použít i tranzistory, zapojené např. podle obr. 38. Pro správnou činnost tohoto zapojení je třeba zajistit, aby referenční napětí, nastavi-

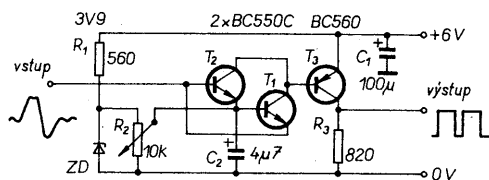


Obr. 35. Základní tvar výstupního signálu z detektoru s jedním senzorem (vlevo) a se dvěma senzory (vpravo)

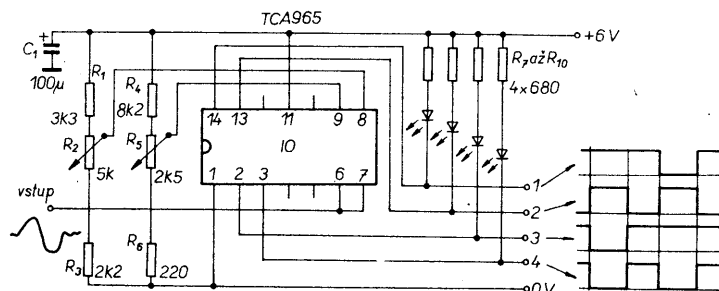


Obr. 37. Dvojité komparátor s bipolárním výstupním signálem

je založena na tom, že po příchodu jednoho impulsu musí vždy následovat další v určitém časovém úseku. Sestupná hrana prvního impulsu spíná monostabilní klopný obvod IO₁, takže na jeho výstupu se objeví impuls o délce τ_T . Výstupní signál na vývodu 3 IO₂ k dalšímu použití se ovšem objeví pouze tehdy, přijde-li po prvním impulsu užitečného signálu během doby τ_T další – oba impulsy se logicky vynásobí (AND) v IO₂ a na výstupu se objeví signál – viz



Obr. 38. Komparátor s pevnou šířkou okénka $\pm 0,6$ V



Obr. 39. Základní zapojení s okénkovým komparátorem TCA965

telné potenciometrem R₂, bylo shodné se stejnosměrným napětím, na kterém je superponován vstupní signál z zesilovače nebo detektoru. Mezní napětí „okénka“ odpovídá v tomto zapojení úbytku napětí na přechodech báze-emitor tranzistorů, tj. asi 0,6 V. Při realizaci zapojení je třeba dbát na to, aby nízkofrekvenční rušící a šumové signály, které jsou součástí užitečného vstupního signálu, nebyly větší, než uvedené úbytky napětí, v opačném případě by bylo zařízení spouštěno falešnými impulsy, tzn. že užitečný signál musí mít podstatně větší úroveň než jeho šumové a rušící složky.

Při kladných půlvlnách signálu z detektoru se otevře tranzistor T₂, při záporných tranzistor T₁. Ať se již otevře kterýkoli z tranzistorů T₁ nebo T₂, vždy se otevře i tranzistor T₃.

K vyhodnocování mohou sloužit kromě dosud uváděných diskretních zapojení i zapojení s integrovanými obvody, např. s IO TCA965. TCA965 je typickým zástupcem integrovaných okénkových diskriminátorů, který obsahuje jak analogové vyhodnocovací stupně, tak příslušnou vyhodnocovací logiku.

Základní zapojení okénkového diskriminátoru TCA965 je na obr. 39. Střední napětí „okénka“ lze nastavit potenciometrem R₂ mezi 0,1 až 1,3 V. Integrovaný obvod má čtyři výstupy:

- na vývodu 2 se objeví signál, je-li vstupní napětí větší než horní napětí „okénka“,
- na vývodu 3 se objeví signál, je-li vstupní napětí vně mezí napětí „okénka“,
- na vývodu 13 se objeví napětí, je-li vstupní napětí uvnitř mezí napětí „okénka“,
- na vývodu 14 se objeví signál, je-li vstupní napětí menší než spodní napětí „okénka“.

Šířka „okénka“ se nastavuje potenciometrem R₅.

Protože právě aktivované výstupy s otevřeným kolektorem mají úroveň L, je je třeba ošetřit rezistory (pull-up), které současně omezují i proud diodami LED. Každým ze čtyř výstupů na obr. 39 může protékat proud maximálně 50 mA.

Identifikace signálů z detektoru

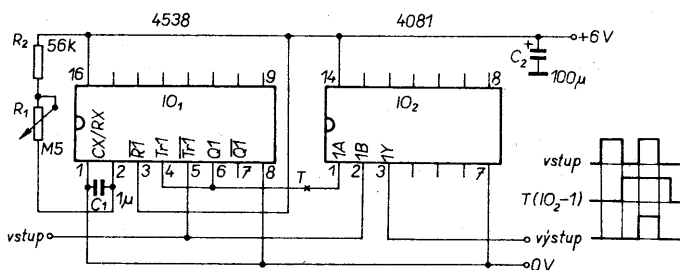
Pyroelektrické detektory mohou při změnách teploty nebo při různých elektrických rušících dodávat na svém výstupu falešné signály. To vedlo ke konstrukci zapojení, která signály z detektoru vyhodnocují a identifikují užitečné signály. Taková zapojení jsou pak zárukou toho, že nevznikají falešné poplachy, že jsou zpracovávány pouze signály s typickými průběhy.

Řešení tohoto úkolu je zdánlivě celkem jednoduché – oba pravouhlé impulsy, odvozené – ze signálu na výstupu detektoru (obr. 35), jsou zpracovávány zapojením na obr. 40. Činnost zapojení

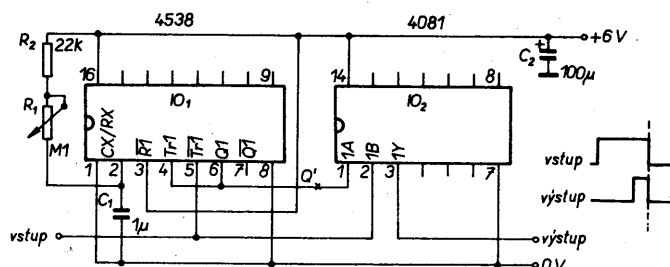
schematický graf vedle obrázku. V tomto zapojení se na výstupu 3 IO₂ nemůže nikdy objevit signál, je-li na vstupu pouze jeden (např. rušící) impuls.

Dobu τ_T lze nastavit potenciometrem R₁; řídí se podle vzdálenosti objektu od detektoru, podle rychlosti jeho pohybu a optických „poměrů“.

Na zcela jiném principu je založeno zapojení na obr. 41. Využívá toho, že rušící signály mají většinou charakter velmi krátkých impulsů. Výstupní signál na vývodu 3 IO₂ se v tomto případě objeví pouze tehdy, je-li impuls užitečného signálu delší, než impuls srovnávací. Doba tohoto porovnávacího impulsu je nastavitelná volbou odporu rezistoru R₁ a kapacity kondenzátoru C₁ v mezích asi 20 až 120 ms. Referenční (porovnávací) signál musí doznít dříve, než se objeví druhý impuls užitečného signálu. Monostabilní klopný obvod se spouští náběžnou hranou prvního impulsu užitečného signálu (IO₁). Pokud trvá porovnávací impuls (na výstupu Q' je během této doby úroveň L), není na výstupu hradla AND, IO₂, žádný signál. Teprve tehdy, objeví-li se na výstupu Q'



Obr. 40. Zapojení pro vyhodnocení dvojice impulsů (trvání impulsu $t = (R_1 + R_2)C_1$)



Obr. 41. Zapojení k potlačení krátkodobých rušících impulsů ($t=20$ až 120 ms)

úroveň H, tzn. že skončil porovnávací impuls, bude při dalším vstupním impulsu užitečného signálu mít hradlo AND na výstupu impuls pro další zpracování.

Opět na jiném principu pracuje zapojení na obr. 42. V něm je IO₁ zapojen jako čítač impulsů. Když tento obvod napočítá dva vstupní impulsy, následuje díky hradlu OR (NEBO) reset. Současně spouští sestupná hrana impulsu RESET monostabilní klopný obvod IO₂, který generuje jeden vybavovací impuls. Přejde-li na čítač impulsů IO₁ pouze jeden rušící impuls, ten vybudí svou sestupnou hranou monostabilní klopný obvod IO₃. Ten po uplynutí doby τ_v , která musí být delší než je doba trvání obou užitečných impulsů, svým impulsem vybudí druhý monostabilní klopný obvod v tomto integrovaném obvodu a vznikne resetovací impuls, který přes hradlo OR, IO₄, vynuluje vstupní čítač impulsů.

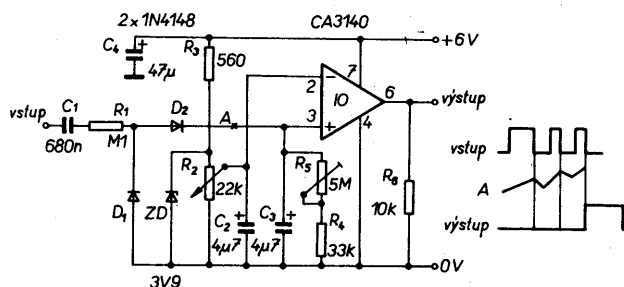
Především pro detektory, používající Fresnelovy čočky, je vhodné zapojení na obr. 43, nazývané „nábojová pumpa“. Dobře se však hodí i pro detektory s jedním dvojitým měničem.

Toto zapojení potřebuje větší počet vstupních pravoúhlých impulsů k tomu, aby se na výstupu objevil signál. Jak naznačuje jeho název, napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru se příchodem jednotlivých vstupních impulsů zvětšuje díky „pumpování“ nábojů jednotlivých impulsů do kondenzátoru C₃

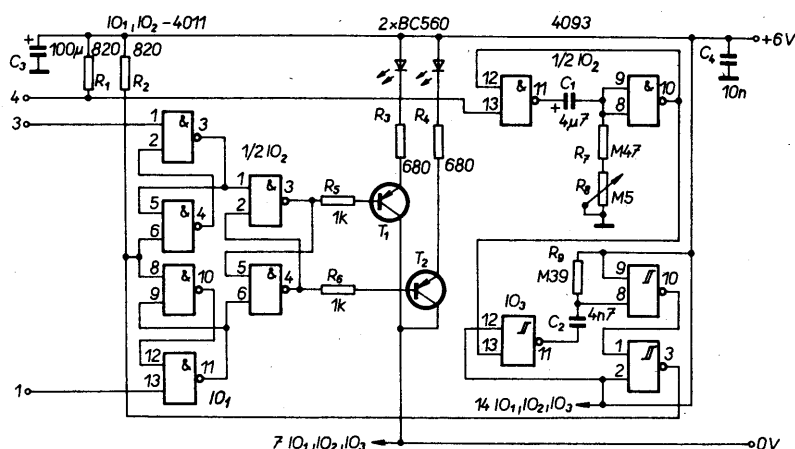
(populárně řečeno). Obvod je v klidu do té doby, než napětí na neinvertujícím vstupu převyší napětí na invertujícím vstupu (to lze nastavit potenciometrem R₂). Po překročení prahu spínání se na výstupu komparátoru objeví úroveň H.

Další změna úrovně na výstupu komparátoru závisí na odporu rezistorů R₄ a R₅ a kapacitě kondenzátoru C₃ – hodnoty těchto součástek mají vliv i na dobu „pumpování“ nábojů, tj. dobu, za níž bude na neinvertujícím vstupu IO napětí větší než na vstupu invertujícím. Činnost zapojení určuje samozřejmě také potenciometrem R₂ nastavené referenční napětí.

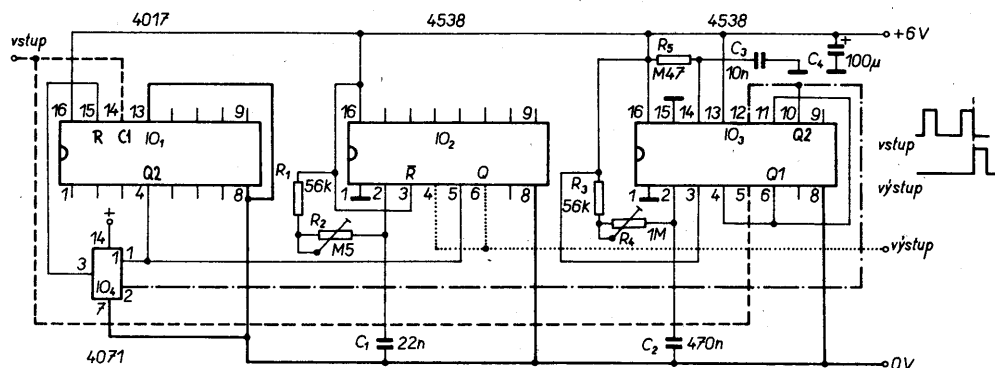
Jako doplněk k základnímu zapojení okénkového diskriminátoru na obr. 39 pracuje zapojení na obr. 44, jímž lze identifikovat, má-li sledovaný objekt vyšší nebo nižší teplotu než okolí. Zapojení se skládá z hradel NAND, které po příchodu první půlvinu signálu z detektoru druhou půlvinu potlačí. V tom okamžiku se rozsvítí jedna ze svítivých



Obr. 43. Komparátor s nábojovou „pumpou“



Obr. 44. Dodatkové zapojení k obvodu s okénkovým diskriminátorem TCA965 k vyhodnocení relativní teploty objektu



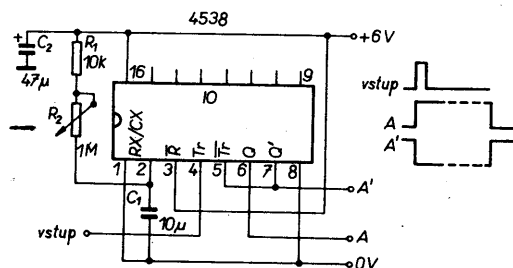
Obr. 42. Zapojení, u něhož je signál na výstupu pouze při dvojici impulsů na vstupu

diod, která tak ukazuje relativní teplotu objektu.

Po uplynutí určité doby, dané zapojením monostabilního klopného obvodu IO₂, vyrobí IO₃ resetovací impuls, který „vymaže“ indikovanou informaci.

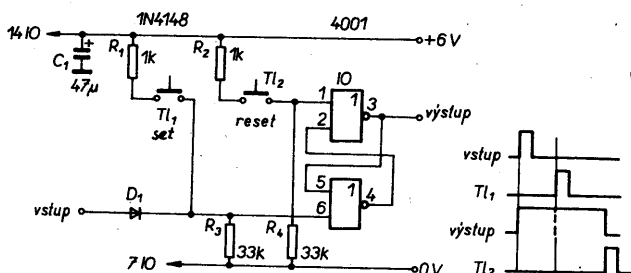
Definování doby signálu

Velmi mnoho druhů elektronických časovačů (časových spínacích obvodů) pracuje na základě vybíjení náboje kondenzátoru. Příkladem zapojení může být časovací obvod na obr. 45, který budí při náběžné hraně signálového impulsu monostabilní klopný obvod. Díky extrémně malým vstupním proudům integrovaného obvodu MOS lze dosáhnout s článkem RC relativně přesných a reprodukovatelných spínacích časů, přitom jsou odpor rezistoru R a kapacita kondenzátoru C omezeny jen svodovými proudy. Má-li toto zapojení pracovat jako spínač po vybuzení, jako např. při postupném spínání světel, je třeba spojit vývody 3 a 5 integrovaného obvodu (popř. i 11 a 13) s kladným napájecím napětím, vývod 4 (popř. 12) zůstává vstupem.



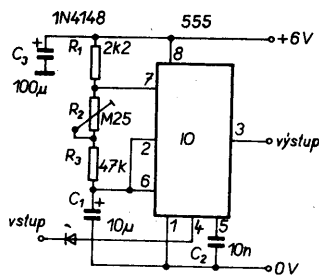
Obr. 45. Monostabilní klopný obvod s nastavitelným trváním výstupního impulsu

Jako spínač trvale sepnutý vstupním signálem pracuje zapojení na obr. 46, které je zkonstruováno ze dvou střídavě blokujících hradel NOR do tvaru klopného obvodu R-S. Současně s tlačítkem „reset“ se používá v zapojení i tlačítko „set“, takže lze dobu sepnutí řídit i ručně.



Obr. 46. Klopný obvod R-S s libovolně dlouhým trváním výstupního impulsu (spíná se signálem z detektoru, vypíná tlačítkem reset)

Na obr. 47 je říditelný generátor impulsů, využívající známého časovače 555. Takový obvod je možné použít vždy, má-li mít sled impulsů z nějakého



Obr. 47. Říditelný multivibrátor ke generování sérií výstupních impulsů

časovacího členu určitý kmitočet. Je-li na vstupu zapojení (vývod 4) signál o úrovni H, pracuje časovač s kmitočtem, nastavitelným potenciometrem R₂. Na výstupu (vývod 3) je pak signál požadovaného kmitočtu.

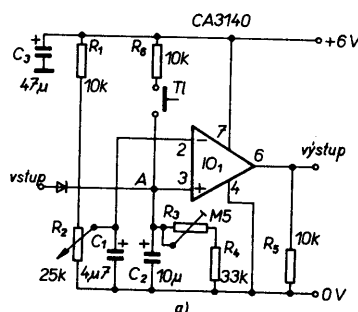
Časovací článek lze realizovat také s operačním zesilovačem, jako např. na obr. 48. Zapojení se podobá zapojení na obr. 43. Odpor mezi vstupem a bodem A, bez něhož by se kondenzátor nabil okamžitě, je dán výstupním odporem předchozího stupně. Také v tomto případě je třeba impuls určité délky na vstupu, aby se nabil kondenzátor C₂. Kapacita tohoto kondenzátoru, odpor

ho obvodu (časovací obvod nebude v činnosti při dostatečném osvětlení).

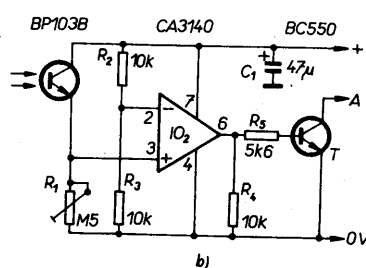
Zvláště dlouhé spínací časy poskytuje zapojení na obr. 49. V obvodu se doba periody multivibrátoru násobí čtyřmi pomocí digitálního čítače. Klopný obvod R-S ze dvou hradel NOR nejdříve nastartuje multivibrátor IO₂. Získané impulsy, jejichž kmitočet závisí na odporu rezistoru R₃ a kapacitě kondenzátoru C₁, taktují desítkový čítač IO₃. Je-li jeden z výstupů čítače, zde Q8, spojen se vstupem reset, lze ovlivňovat přes právě zvolený výstup čítače délku celkové spínací doby. Impuls reset je veden i na bistabilní klopný obvod, takže ovládá i zastavení činnosti multivibrátoru. Chce-li uživatel získat přesně definované spínací doby, musí jako kondenzátor C₁ použít typ s co nejmenším svodovým proudem (fóliový), jehož kapacita je omezena pouze praktickými hledisky (rozměry). Rezistor R₃ může mít odpor v mezích 10 kΩ až 10 MΩ.

Spínací stupně

Výstupní obvody dosud popsaných předzesilovačů, zesilovačů či tvarovačů signálu lze po elektrické stránce

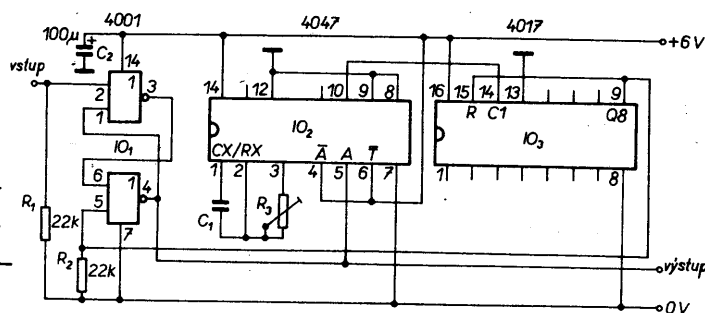


Obr. 48. Časovací obvod s dodatkovým obvodem k vyhodnocení okolního osvětlení (b)



rezistorů R₃ a R₄ a velikost referenčního napětí určují čas vybíjení (=doba sepnutí). K zapojení lze použít i dodatkový obvod s fototranzistorem, který zabezpečí, že zapojení bude reagovat na vnější podnět pouze ve tmě. Kompara-

zatěžovat jen relativně malým odběrem. K tomu, aby mohly být za uvedené obvody připojeny výkonové stupně, lze používat dále uvedené spínací stupně, které dovolují i elektrické oddělení zpracovávaného signálu od výkonových

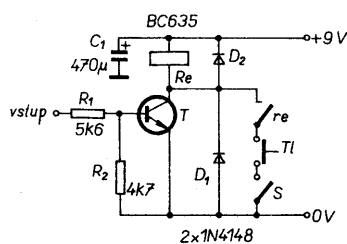


Obr. 49. Časovací obvod pro dlouhé spínací časy ($t = 4,4R_3C_1$)

tor IO₂, jehož prahové napětí bude překročeno (nebude dosaženo) při osvětlení fototranzistoru, budí tranzistor T₁, na jehož stavu závisí činnost časovací-

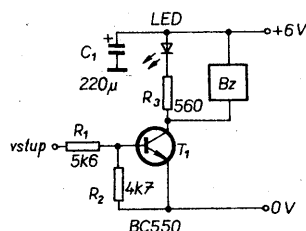
stupňů. To má výhodu především v tom, že odběr proudu výkonovým stupněm neovlivní velikost napájecího napětí a napěťové poměry ve všech stupních, v nichž je slabý vstupní signál zpracováván, je-li pro výkonový stupeň použit zvláštní, oddělený (obvykle síťový) zdroj. Oddělený zdroj pro výkonové stupně také nezanášá do signálových obvodů poruchy a rušivé impulsy, vznikající při spínání výkonových součástek.

Ke spínání výkonových obvodů se nejčastěji používá relé. Na obr. 50 je varianta se samopřidrzným relé. Kontakty relé je třeba dimenzovat podle proudu, který odebírá připojené výkonové zařízení („samopřidrzný“ režim – TI a S sepnuty, rozpojením S nebo TI se rozpojí relé Re, pokud je na vstupu úroveň L).



Obr. 50. Spínací stupeň se samopřidrzným relé

Téměř shodně je zapojen i spínací obvod pro piezokeramický bzučák na obr. 51, u něhož se k indikaci sepnutého stavu používá svítivá dioda.



Obr. 51. Spínací stupeň se svítivou diodou a piezoelektrickým bzučákem

Spínat výkonové zátěže, napájené ze sítě, lze i polovodičovými součástkami, např. tyristory a triaky. Na obr. 52 je alternativní zapojení k obr. 50, u něhož

se k oddělení zátěže (spínacího a výkonového obvodu) používá optoelektronický vazební člen. Zapojení je charakteristické velmi malým rušením při činnosti, je jednoduché a všestranně použitelné. Integrovaný obvod TDA1024 je speciálně určen ke spínání tyristorů a triků, jeho vnitřní synchronizační stupeň vyrábí při každém průchodu síťového napětí nulou jeden spouštěcí impuls, jehož délka závisí na odporu rezistoru R_8 . Síťové napětí se na integrovaný obvod přivádí přes kondenzátor C_2 a rezistor R_7 , z tohoto napětí na vývodu 7 se odvozuje i napájecí napětí integrovaného obvodu.

Použitý triak TIC206 umožňuje při odpovídajícím chlazení spínat zátěže s proudem až 4 A.

Kompletní poplachové zařízení

Není samozřejmě nutné zhotovovat jednotlivé díly podle uvedených schémat. Na trhu je i stavebnice, popř. hotový detektor infračerveného záření s již vestavěnou Fresnelovou čočkou v několika variantách. Jednu z nich si na závěr popíšeme.

Jde o infračervené pasivní čidlo s čítačem, osazené dvojitým pyrosenzorem, vyráběné firmou ENIKA, s.f., prodávané např. v GM-elektronic, pod označením CE-24. Čidlo je homologováno Federální policií.

Z technických údajů:

Hlídaný prostor je sledován pomocí Fresnelových čoček, které jsou děleny na 11, 8 a 5 zón. Zaručený dosah je 12 m při „zorném úhlu“ 90°. Zařízení obsahuje obvod pro čítání impulsů, čímž je zajištěna odolnost proti falešným poplachům. Obvod lze i vyřadit z činnosti přestavením propojovací spojky.

Napájecí část je zabezpečena proti přepólování zdroje a umožňuje použít vnější napájecí napětí v rozsahu 9 až 18 V. Rozvod napájecího napětí je řešen se zvětšenou odolností proti síťovému rušení. Výstupní relé je zapojeno jako rozpínací, propojkou je však mož-

no změnit funkci na spínací. Kontakty relé jsou odděleny od ostatních obvodů čidla galvanicky. V sérii s kontakty relé je zapojen rezistor asi 50 Ω . Kontakty relé jsou dimenzovány na napětí až 100 V, pro proud až 500 mA (10 W). Jako optický výstup, indikující poplach, je zapojena svítivá dioda. Také tuto diodu lze vyřadit z funkce nastavením propojky.

Pro zjištění nežádoucího otevření pouzdra čidla je na desce s plošnými spoji uvnitř pouzdra instalován tzv. sabotážní spínač (TAMPER). Kontakty tohoto spínače jsou při uzavřeném víku čidla sepnuty a jsou i vyvedeny na dvě samostatné svorky.

Spotřeba čidla je asi 1,3 mA v klidu, 5 mA při poplachu. Doba ustálení po zapnutí je asi 20 sekund, časová konstanta obvodu čítání je 10 s. Jako optimální se doporučuje výška čidla nad zemí 2 až 3 m.

Čidlo je konstrukčně přizpůsobeno pro montáž na zeď, do rohu a pro boční uchycení, přičemž vždy je zajištěn doporučený sklon 14°. K připojení přívodních vodičů jsou použity šroubky.

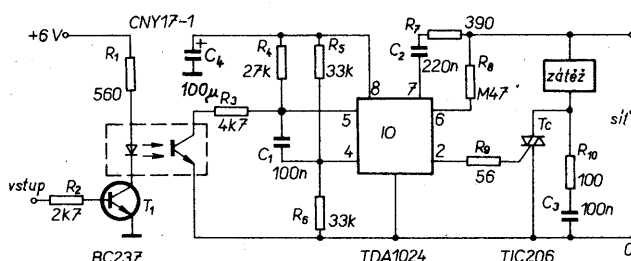
V návodu, dodávaném k čidlu, je i graf závislosti dosahu na vzdálenosti čidla a zjišťovaného objektu při doporučené výšce čidla nad zemí.

Při konstrukci poplachového zařízení bylo rozhodnuto použít signál z čidla k buzení sirény typu Kojak (vnější vzhled a vnitřní uspořádání čidla je na obr. 53, schéma zapojení zdroje na obr. 54, schéma zapojení sirény na obr. 55). Protože siréna tohoto typu odebírá proud (podle impedance reproduktoru) až kolem 1 A, byl výkonový tranzistor sirény umístěn na chladič. Napájecí napětí pro čidlo i pro sirénu bylo zvoleno 12 V. Aby se čidlo a siréna vzájemně neovlivňovaly, byl použit zdroj s transformátorem se dvěma vinutími 9 V, jedno vinutí pro proud 1,5 A a druhé pro proud asi 150 mA. Jako reproduktor byl zvolen typ 8 Ω /25 W.

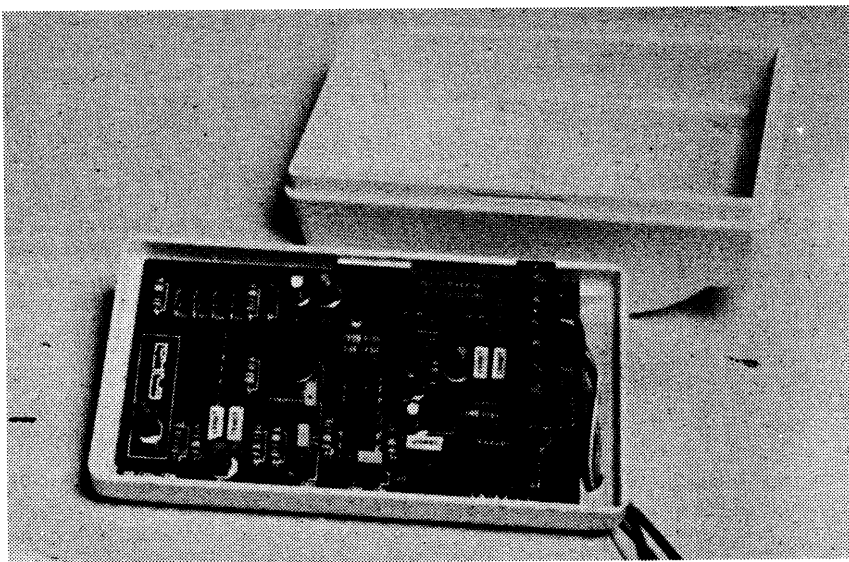
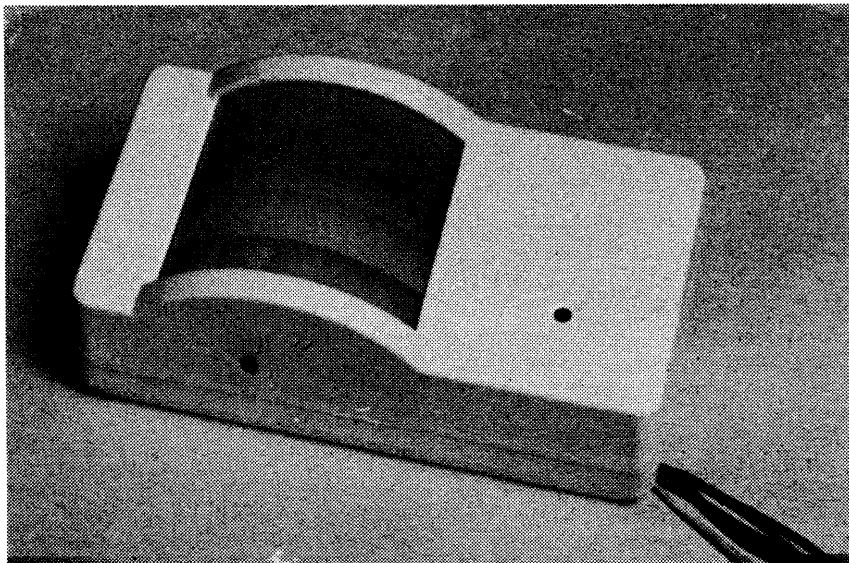
Kontaktem relé čidla se spíná přívod napájecího napětí do relé LUN 2621.10 (10,6 až 14,4 V) s činným odporem cívky při 20 °C asi 240 Ω , které má dva přepínací svazky, jmenovitě údaje jednoho kontaktu jsou: max. střídavé napětí 60 V, maximální přenášený výkon 30 VA/30 W, maximální proud pro uvedený výkon je 1 A, zaručený počet sepnutí je min. 10⁶. Další údaje relé jsou uvedeny v návodu k použití relé.

Kontakty relé LUN pak spínají přívod napájecího napětí pro sirénu. Tak je vlastně dvojité oddělení sirény od obvodů čidla a nijak je neovlivňuje.

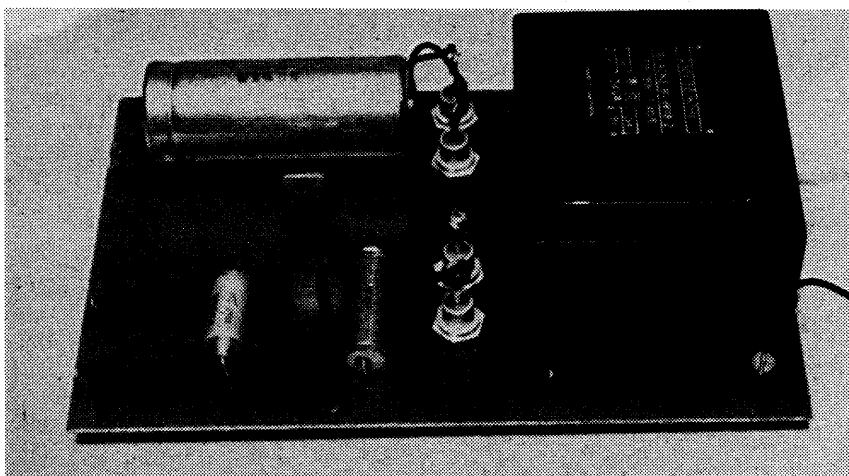
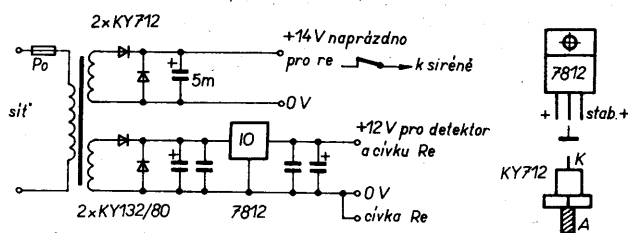
Celé poplachové zařízení po propojení jednotlivých dílů pracovalo bez jakýchkoli problémů na první zapojení. Siréna zazní vždy po dobu, po níž je nežádoucí objekt v oblasti „zorného



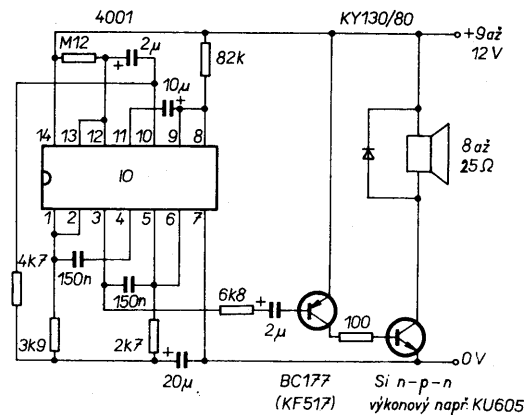
Obr. 52. Spínací stupeň pro triak jako výkonový spínač síťových poplašných či jiných zařízení, oddělený optoelektronickým členem



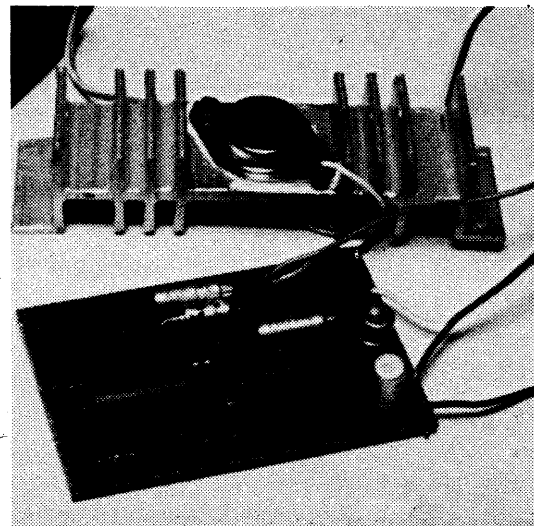
Obr. 53. Čidlo s pyroelektrickým detektorem, typ CE-24



Obr. 54. Zdroj pro poplachové zařízení



Obr. 55. Zapojení a provedení sirény



úhlu" čidla. Dobu její činnosti by bylo možné prodloužit při použití zapojení na obr. 23. Způsob vypnutí poplachu lze volit podle použití.

Redakce děkuje za zapůjčení vzorků výrobků a dokumentace k výrobkům japonské firmy Nippon Ceramic Co. firmě L. B. Elektronik, P. B. 16, 509 01 Nová Paka, tel. (0434) 2275, která distribuuje tyto výrobky do ČSFR.

Literatura

Firmní literatura Nippon Ceramic Co.
Firmní literatura Heimann GmbH, Wiesbaden.

Laborblätter: Pyroelektrische Detektoren. ELRAD č. 3 a 4/91.

— : Zajímavá a praktická zapojení. AR B2/89.

Practical Electronics, srpen 1988.

Všechny součástky, uvedené v tomto článku si můžete objednat (za cenu s daní) u firmy AGB-elektro, Palackého 202, 756 61 Rožnov p. R.

ELEKTRONICKÁ KUCHARKA

Dr. Ladislav Kubát

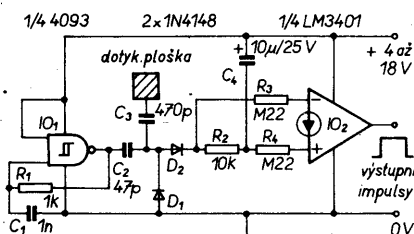
II

(Dokončení)

Kondenzátor C_1 je tantalový typ s malým svodem. Diody je třeba zvolit tak, aby se při sepnutí relé choval obvod stabilně. Pro vyzkoušení obvodu je třeba odpojit bod B od kontaktu relé, připojit ho k potenciometru zapojenému mezi +12 V a 0 V a zjistit, jaké napětí je třeba pro vypnutí relé. Při zvětšování napětí v bodě B musí být T_1 sepnut, při zmenšování napětí se T_1 rozpojí. Správně by měl zůstat T_1 sepnutý i při konstantním napětí. Pokud tomu tak není, lze „přehodit“ diody do vstupů nebo si pomoci obvodem pro nastavení napěťové nesymetrie.

Dotykový spínač pro velký rozsah napětí

Většina kapacitních dotykových spínačů používá komparátor, což při změně napájecího napětí vyžaduje nově nastavit referenční vstup. Popsaný obvod vyvinutý pro zařízení pro návrh logických obvodů pracuje v celém rozsahu napájecího napětí pro obvody CMOS od 4 do 18 V (dolní mez určuje operační zesilovač, horní mez povolené napětí obvodů CMOS).



Obr. 59. Dotykový spínač

Výstupní signál astabilního klopného obvodu IO_1 (viz obr. 59) s R_1 a C_1 se přivádí na kapacitní dělič C_2 , C_3 , usměrňuje se a přivádí na vstupy kondenzátoru s Nortonovým operačním zesilovačem. Rezistor R_2 způsobí, že proud neinvertním vstupem je o málo menší, než proud invertujícím vstupem, výstup je tedy v klidovém stavu v nule. Při dotyku na destičku čidla je vznikající pokles napětí předáván na dva vstupy. V případě neinvertního vstupu je však zpožděn kombinací R_2 a C_4 . Úroveň na invertujícím vstupu se na okamžik dostane pod úroveň na neinvertním vstupu, na výstupu IO_2 je generován krátký kladný impuls. Nortonův zesilovač se překlápí v rozsahu celého napájecího napětí, výsledný impuls je čistý, bez zákmitů a může být použit jako spouštěcí impuls pro monostabilní klopný obvod

nebo může být přiveden na Schmittův klopný obvod pro tvarování, případně může být použit pro jiné řídicí funkce.

Na místě obvodu IO_2 může být použit i obvod LM3900. Protože oba zesilovače i Schmittovy klopné obvody se vyrábějí ve čtveřicích v jednom pouzdře, je obvod ideální pro sady vždy po čtyřech spínačích.

Levný univerzální časový spínač

Tento obvod byl původně navržen jako časovač pro řízení zavlažovacích systémů, zvláště systémů vyžadujících časté zapínání na krátkou dobu. Ukázalo se, že je levný, snadno reprodukovatelný a spolehlivý. Ukázalo se též, že je velmi vhodný i pro aplikace s delšími časy, jako je každodenní zapínání a vypínání světla, zavlažování venkovních záhonů dvakrát za týden, atd.

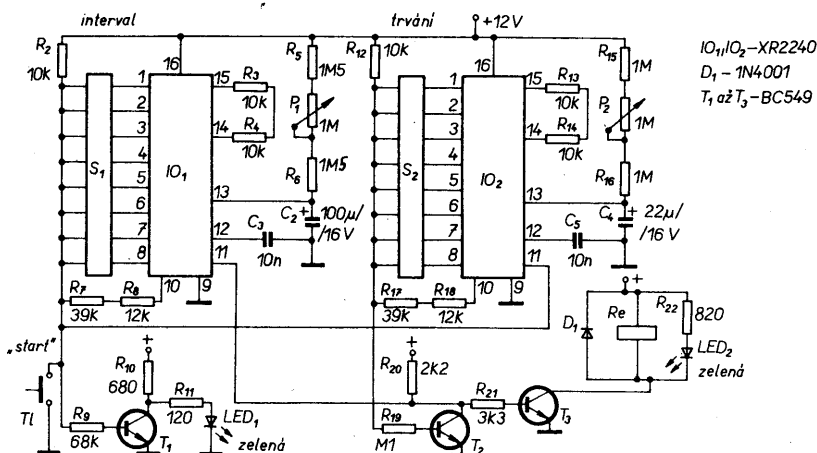
Schéma zapojení je na obr. 60, jako základ byl použit programovatelný časovač/čítač XR2240. Je to vlastně obvod typu 555 s výstupem, připojeným na binární čítač. Z něj je k dispozici osm výstupů, jejichž stav se mění s každým impulsem z obvodu 555 podle binární posloupnosti. Perioda časování se nastavuje obvodem RC na vývodu 13 obvodu XR2240. Čítač je zapojen v uspořádání „wire or“ (zde montážní součin) s použitím spínače DIL (S_1 , S_2). Když výstup čítače odpovídá nastavení spínače, pak jeho vývod 10 přechází do stavu H a čítání je zablokováno až do příštího spouštěcího impulsu.

Tento časový spínač používá dva obvody uvedeného typu, jeden pro měření intervalu, druhý pro dobu zapnutí. Činnost obvodu se aktivuje stisknutím mžikového tlačítka T_1 , čímž se přivede impuls na vývod 11 obvodu IO_2 . Jeho závěrná hrana spouští IO . Vývod 10 přechází do L a uzavře tranzistor T_2 , tím

se jeho kolektorové napětí zvětší na velikost blízkou kladnému napájecímu napětí, otevře se T_3 a relé se sepnou. Impuls se projeví také jako vzestupná hrana na vývodu 11 obvodu IO_1 a spustí jej. Funkce obvodu IO_1 je nyní stejná jako IO_2 . Kladná hrana napětí na vývodu 11 zahájí čítání, vývod 10 přejde do L, zavře T_1 a rozsvítí LED_2 . Zpočátku přenechá také pokles napětí na vývod 11 obvodu IO_2 a tedy resetuje jeho spouštěcí obvody, oba čítače počítají současně, nikoli však stejnou rychlostí. Obvod IO_2 (časovač doby zapnutí) dosahuje stavu vypnutí daleko dříve, než intervalový časovač (IO_1). Když k tomu dojde, vývod 10 obvodu IO_2 přejde do stavu H a tím vypne relé. Obvod dále čeká, až obvod IO_1 dokončí čítání. Tím se určuje interval, tedy mezera mezi stavy zapnutí. Po jejím skončení se rychle zvětší napětí na vývodu 10 a tím i na vývodu 11 obvodu IO_2 . To vyvolá přesně stejný účinek, jako původní startovní impuls. Celá sekvence se opakuje.

Časování obou obvodů se nastavuje kombinací časové konstanty obvodu RC na vývodu 13 a nastavením spínačů DIL (S_1 , S_2). Časová konstanta RC podléhá omezením, protože R má být mezi 1 kΩ a 1 MΩ a C v rozsahu 7 nF až 1000 µF. Vývod 1 mění stavy podle základního kmitočtu, vývod 2 poloviční rychlostí a tak dále. Při osmi výstupech je možné dosáhnout přesných intervalů až 255krát delších, než je RC . To dává mez doby časování přibližně kolem 70 hodin. Přepínač, kterým je možné časovač vyřadit z funkce a přímo zapnout ovládané zařízení, musí být dostatečně dimenzován a celou síťovou část je třeba konstruovat s dodržением bezpečnostních předpisů!

Po dokončení zapojování nejprve zkontrolujte zdroj 12 V. Pak přepněte oba přepínače DIL do polohy 1, připravte si stopky a zapněte přístroj. Má svítit jen červená LED_1 (indikuje přítomnost napájecího napětí). Pokud



Obr. 60. Časový spínač

by náhodně došlo ke spuštění některého z čítačů (svítí některá zelená LED), vypněte přístroj a zapněte znovu. Pak stiskněte tlačítko „start“ a začnete měřit po jeho uvolnění čas. Měřená doba probíhá do zhasnutí diody LED₃. Nastavte P₂ a opakujte měření, dokud nedosáhnete požadované doby trvání.

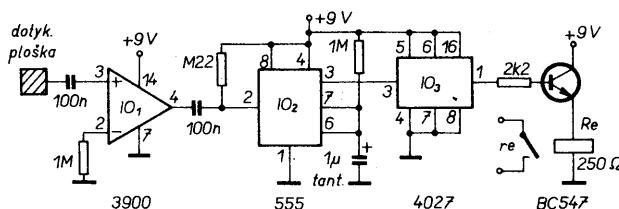
Výše uvedený postup se pak opakuje pro nastavení délky intervalu potenciometrem P₁ a měřením doby mezi uvolněním startovacího tlačítka a druhým rozsvícením LED₃. Když je časový spínač určen pouze pro stálý režim, je jej možné zjednodušit tím, že není nutné použít nastavovací prvky.

Dotykový spínač a vypínač

Tento obvod je možné používat pro zapínání a vypínání osvětlení, elektrického motoru, rozhlasového přijímače nebo jiných elektrických zařízení.

Schéma zapojení na obr. 61 ukazuje použitý princip. Nortonův zesilovač 3900 (bez zpětné vazby) (jeden ze čtveřice v pouzdru) zesiluje rozptylové brumové napětí snímané z těla, spouští obvod 555, jehož výstup budí obvod 4027. Jeho výstup je přidržen ve stavu H a tranzistor sepne relé, jehož kontakty spínají zátěž.

Obr. 61. Dotykový spínač i vypínač



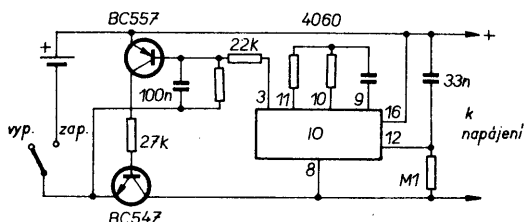
Napájecí napětí je poměrně málo kritické, vyhoví v rozmezí 5 až 12 V. Je ovšem důležité, aby použitému napětí zdroje odpovídala cívka použitého relé.

Popsaný obvod může být citlivý na bouřkové vlivy – používaná dotyková ploška by proto měla být malá.

Obvod pro úsporu baterií

Tento obvod automaticky přeruší napájecí napětí pro určité zařízení (baterie), když toto zařízení náhodou zapomeneme vypnout.

Schéma zapojení je na obr. 62. Obvod 4060 je oscilátor a čítač, určující, jak dlouho bude napájecí napětí dodáváno. Součástky, uvedené ve schématu, určují kmitočet oscilátoru kolem 30 Hz, čítač má poměr dělení 16 384, což vede ke zpoždění kolem devíti minut. Výstup posledního stupně čítače 4060 (vývod 3) na konci čítání přejde do stavu H a tím zablokuje tranzistor BC557 a BC547. Z baterie je pak odebírán nepatrný proud. Po vypnutí napájení tímto obvodem stačí pro obnovení funkce vypnutého přístroje vypnout a opět zapnout spínač napájení.



Obr. 62. Úspora baterie

Osm stop na jednostopém osciloskopu

Tento jednoduchý a levný obvod je možné použít pro zobrazení až osmi stop na jedno-kanálovém osciloskopu. I když je „kapacita“ takového jednoduchého obvodu omezena, bude to vhodný doplněk domácí dílny. Popsaný obvod má kmitočtovou charakteristiku (ss) až 100 kHz, citlivost osciloskopu by měla být asi 0,5 V na dílek (nejlépe vstup se ss vazbou).

Schéma zapojení je na obr. 63. Obvod IO₁ tvoří hodinový oscilátor; přepínačem Př₁ se volí přerušované nebo střídavé zobrazení. P₁ dovoluje nastavit přerušovací kmitočet v rozsahu 10 až 30 kHz nebo 200 až 700 Hz, podle polohy přepínače Př₁. Čítač IO₂ řídí dva analogové multiplexery IO₃ a IO₄. Použitím přepínače Př₂ může být zvolena jedna, dvě, čtyři nebo osm stop tím, že se přivede jeden z výstupů čítače na nulovací vstup po dosažení požadované délky čítání. Analogové vstupy IO₃ jsou připojeny k děliči napětí R₃ až R₉ a výstup je připojen přes rezistor R₁₀ a P₂ k invertujícímu vstupu IO₅. To dovoluje nastavit napětí offsetu operačního zesilovače v širokém rozsahu. Poloha stop se mění

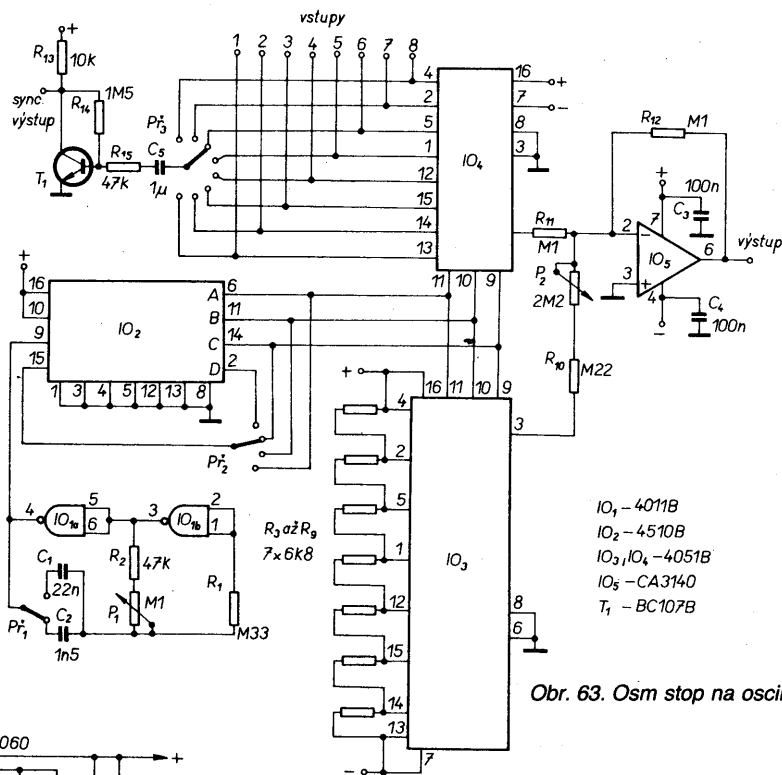
podle nastavení offsetu, nemá to však vliv na zesílení operačního zesilovače. P₂ dovoluje nastavit offset mezi horní a dolní stopou od $\pm 0,3$ do ± 3 V, to znamená, že potenciometr P₂ je určen pro nastavení jejich polohy. Vstupy osmi kanálů jsou připojeny na analogové vstupy IO₄.

Obvod kolem T₁ a Př₃ umožňuje vnější synchronizaci osciloskopu ze zvolené stopy. Použití tohoto obvodu není nezbytné, často však umožní dosáhnout lepšího zobrazení. Celý obvod je navržen pro napájení ze zdroje ± 6 V a použití obvodů IO₃ a IO₄ znamená, že se nikdy nesmí překročit napájení $\pm 7,5$ V.

Proč je obvod IO₅ zapojen v invertujícím režimu, když by v neinvertujícím režimu bylo možné dosáhnout lepších výsledků? Použití uvedené metody nastavení offsetu by u neinvertujícího zesilovače s malým zesílením vedlo k ovlivnění zesílení. Nepoužité vstupy by neměly zůstat nepřipojeny, jinak se na stopách objeví zářezy. Měly by proto být připojeny k „zemi“ invertujícího zesilovače.

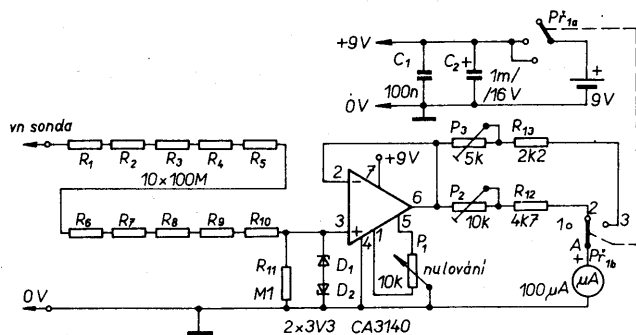
Voltmetr vysokého napětí

Tento jednoduchý obvod umožňuje měřit stejnosměrné napětí ve dvou rozsazích: 0 až 5 kV a 0 až 10 kV. Schéma zapojení obvodu je na obr. 64. Jako zesilovač pro měřidlo se používá operační zesilovač s velkou vstupní impedancí, který budí ručkové měřidlo 100 μ A, kalibrované pro čtení měřeného napětí na stupnici 0 až 5 a 0 až 10 kV. Vstupní dělič používá rezistor 1000 M Ω , sestavený z deseti rezistorů 100 M Ω , nebo vn sondy 1000 M Ω a rezistor 100 k Ω . Rezistory by



Obr. 63. Osm stop na osciloskopu

měly být typy s přesností nejméně 5 %, přednostně 2 %. Jako měřidlo je vhodný ručkový přístroj s otočnou cívku třídy 2 nebo 2,5, což by umožnilo přesnost při plné



Obr. 64. Vn voltmetr

výchylce 2 % nebo 2,5 % (proto nemusí být přesnější ani odporový dělič). Dvě Zenerovy diody na vstupu zajišťují ochranu operačního zesilovače proti přepětí.

Kalibrace je jednoduchá. Při zkratovaném vstupu se nastaví potenciometr P_1 na nulovou výchylku ručky měřidla. Pro kalibraci rozsahu 10 kV se přepínač P_1 přepne do polohy 2, pak se na rezistor R_{11} připojí napětí 1,00 V, a trimr P_2 se nastaví tak, aby ručka měřidla měla plnou výchylku. Pro rozsah 5 kV se přepínač P_1 přepne do polohy 3, pak se na rezistor R_{11} přivede 0,50 V a trimr P_3 se nastaví na plnou výchylku ručky měřidla. Rezistory R_1 až R_{10} musí být sestaveny do řetězce, vloženy do plastické hadičky (která se teplem smršťuje), aby se zabránilo přeskokům a sršení mezi jejich vývody při maximálním napětí. S ohledem na napěťové dimenzování použijeme rezistory pro zatížení 0,5 nebo 1 W.

Obr. 22 až 64 převzaty z publikace *ELECTRONICS TODAY'S CIRCUITS 1985*.

Elektronický hlídací pes

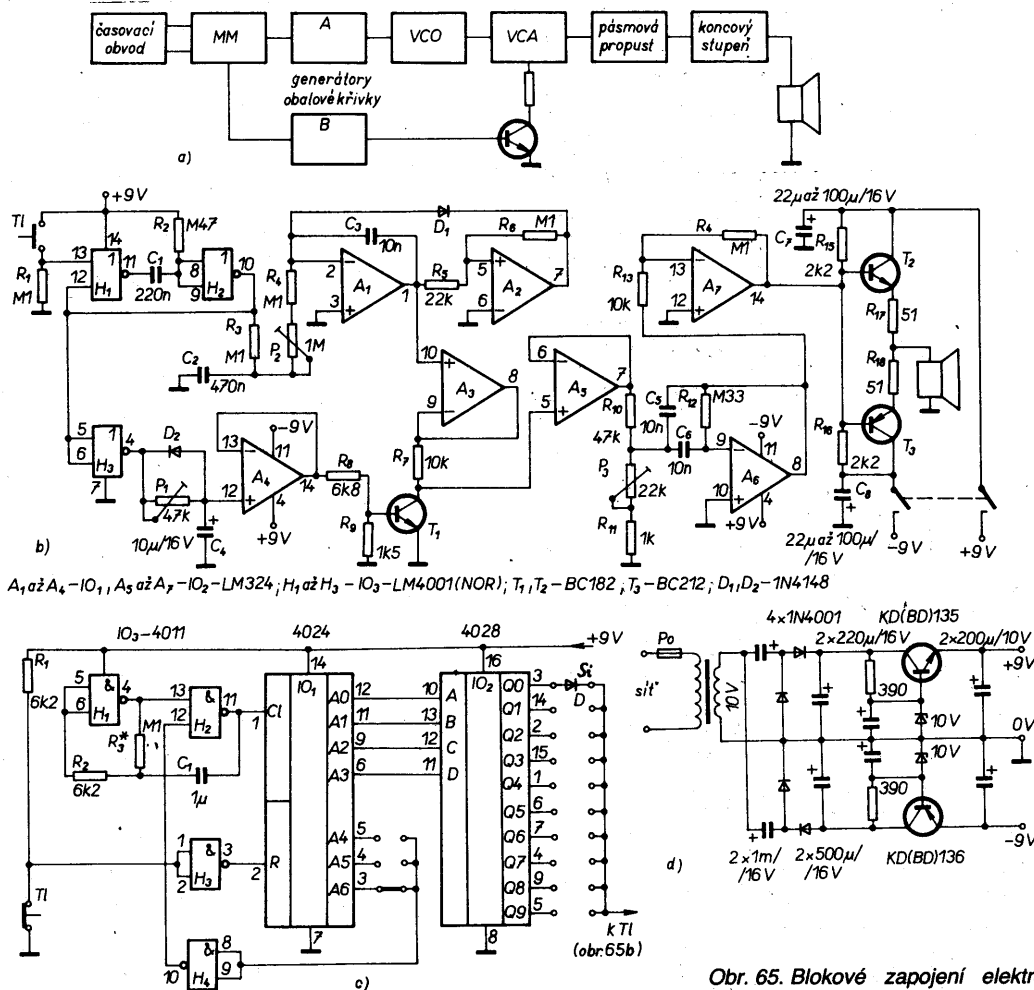
Pes, který nepotřebuje ranní a večerní procházky, nejí, nepije, nedělá loužičky – tedy ideální pes. Když někdo zazvoní, několikrát zaštěká, oznamuje, že v bytě je pes. Ale když nezaný návštěvník vylomí dveře, bohužel neumí zaútočit, zloděje nepokouše, protože je elektronický. Umí jen štěkat, ale někdy i to postačuje.

Celé zařízení se skládá ze síťového zdroje (baterie v pohotovostním stavu by dlouho nevydržely) 2×9 V asi na 150 mA a zvláštního časovacího obvodu, který po zazvonění několikrát sepne generátor, čímž se imituje štěkání psa.

Blokové schéma celého zařízení je na obr. 65a. Po přepnutí monostabilního multivibrátoru (MM) začíná tvorba zvuků. Štěkot trvá po dobu uměrou šířce impulsu. Generátor A integruje impuls a tím řídí VCO – napětím řízený oscilátor, na jeho výstupu je připojen VCA – napětím řízený zesilovač, který je ovládán i generátorem B. Mezi VCA a koncový stupeň je zařazen aktivní filtr, kterým se nastavuje barva zvuku „štěkotu“ psa.

Zapojení obvodu, imitujícího štěkot, je na obr. 65b. Hradla H_1 a H_2 (NOR) tvoří monostabilní multivibrátor, kde časovou konstantu určuje člen $R_2 C_1$. Integrovaný člen $R_3 C_2$ vytváří obalovou křivku a pomocí P_2 ji převádíme na VCO (A_1 , A_2). Trimr P_2 reguluje převod VCO, který vyrábí záporné pilovité kmity pomocí D_1 a A_2 . Integrovaný převodník napětí/kmitočet (VCO) tvoří A_1 , C_2 a P_2 + R_4 . Komparátor tvoří A_2 , R_5 , R_6 . Rychlé vybití C_3 probíhá přes D_1 . Z výstupu A_1 se signál dostává na A_3 a T_1 , který tvoří VCA. Rezistor R_7 a T_1 tvoří elektronický potenciometr A_3 je oddělovač – sledovač. Výstup hradla H_3 v klidovém stavu je na úrovni H a tak se C_4 přes P_1 nabije na +5 V. Při přepnutí monostabilního obvodu výstup H_3 přejde do stavu L a C_4 se přes D_2 vybití a podle nastavení P_1 se znovu nabije. Napětí na C_4 přes A_4 otevírá T_1 . Zmenšení jeho kolektorového napětí odpovídá amplitudové regulaci.

Zesilovač A_5 slouží opět jako oddělovač zesilovač. Základní hlasitost lze upravit pomocí P_3 . Zesilovač A_6 se svou operační sítí



A_1 až A_6 – IO-1, A_5 až A_7 – IO-2 – LM324; H_1 až H_3 – IO-3 – LM4001 (NOR); T_1 , T_2 – BC182; T_3 – BC212; D_1 , D_2 – 1N4148

Obr. 65. Blokové zapojení elektronického psa (a), generátor štěkotu psa (b), časovací obvod (c), zdroj ± 9 V (d), deska s plošnými spoji pro generátor štěkotu (e) a deska s plošnými spoji pro časovací obvod (f)

tvorí pásmovou propust. Koncový zesilovač tvoří tranzistory T_2 a T_3 . Použijeme reproduktor s co největším průměrem, aby byly dobře vyzařovány nízké kmitočty.

Místo časovacího obvodu by stačilo i obyčejné tlačítko, ale „pes“ by vydal při jeho zmáčknutí jen jeden štěk. Proto je použit obvod podle obr. 65c, který na spouštěcí impuls tlačítka T_1 reaguje. Hradla H_1 a H_2 kmitají v závislosti na volbě C_1 , R_2 , R_3 . Kmity přivádíme na IO_1 , který počítá. Hradlo H_3 je připojeno na startovací tlačítko, IO_1 na výstupy má stav L. Impulsy jsou počítány tak dlouho, dokud výstupy A_4 , A_5 , A_6 , spojené s hradlem H_4 , se nedostanou do stavu H – tím je generátor zastaven. Výstupy A_0 až A_3 sedmistupňového čítače vedeme na dekadický dekodér BCD, jeho výstupy Q_0 až Q_9 se postupně dostávají na úroveň H. Tyto impulsy pak spouštějí obvod „štěkání“. Výstupů je deset, ale jen jeden, který nám vyhovuje, vedeme přes diodu ke spínání štěkotu. Ve vzorku nejlépe vyhovovalo připojení vstupů H_4 na A_6 a výstup IO_2 na Q_0 , jak je nakresleno na obr. 65c.

Ve vzorku bylo zařízení uspořádáno na třech deskách s plošnými spoji:

zdroj – deska s plošnými spoji závisí na použitém transformátoru a ostatních součástkách (obr. 65d) – na vstupech jsou zdvojovače napětí, obvod zvukového generátoru – obrazec plošných spojů podle obr. 65e, časovací obvod – obrazec plošných spojů podle obr. 65f.

Napětí z domovního zvonkového transformátoru usměrníme jednou diodou a kondenzátorem, který spíná vhodné relé, jeho spínací kontakty nahradí tlačítko pro nastartování zařízení. Když „psa“ nepotřebujeme, zvonkový transformátor přepneme na normální provoz.

Hobby Elektronika 2/1991

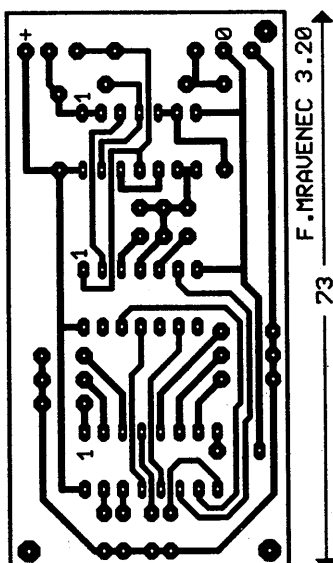
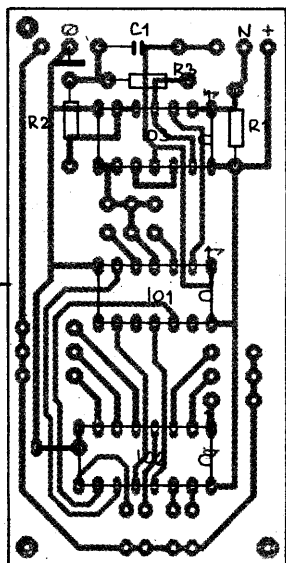
Rádiotechnika 8/1991

Ultrazvukový dálkoměr

Tento malý měřicí přístroj využívá biotechnologie netopýrů s moderní digitální technikou. Výsledkem je přesný dálkoměr ovládaný jedním tlačítkem. Změřenou vzdálenost čteme přímo na displeji LCD. Koncepce přístroje je zaměřena na dosažení malých roz-

měrů a pohodlného příručního používání. Praktický rozsah měření je od 25 cm do 6 m. Vzdálenost se měří při stisknutí tlačítka a opakovacím kmitočtem měření dvakrát za sekundu. Po uvolnění tlačítka zůstane na displeji zobrazen poslední změřený údaj. Malá spotřeba kolem 5 mA dovoluje dosáhnout dlouhé doby života baterie i při plynlém měření.

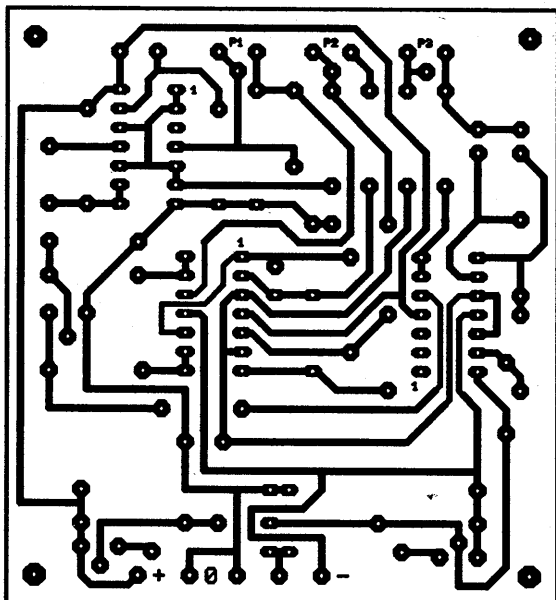
V blokovém schématu zapojení na obr. 66a jsou zřejmé čtyři základní stupně zapojení: vysílač, přijímač, taktovací generátor s časovou referencí a čítač s displejem. Měření začíná vysláním krátkého vf impulsu, obsahujícího asi 12 period signálu 40 kHz. Tento kmitočet odpovídá rezonačnímu kmitočtu použitého ultrazvukového měniče, čímž se na přijímací straně dosahuje již určité selektivity. Současně s vysláním tohoto impulsu se nastavuje klopný obvod KO, kterým procházejí taktovací impulsy na čítač. Po vyslání vf impulsu se přechází na příjem. Vtip tohoto zapojení spočívá v tom, že citlivost přijímače je časově závislá. Hned po vyslání vf signálu je přijímač velmi málo citlivý. Proto nemá přeslech mezi vysílačem a přijímačem žádný rušivý vliv. Když ihned po vyslání impulsu bude přijata ozvěna, znamená to, že je měřen objekt v malé vzdálenosti. Ozvěna je proto silná a může být detekována i dosti necitlivým přijímačem. Při větší vzdálenosti trvá doba do příjmu ozvěny déle a citlivost přijímače se zvětšuje v závislosti na amplitudě ozvěny. Slabé odrazy „ozvěny“ pak přicházejí do přijímače, který je již dostatečně citlivý. Tímto způsobem se jednoduše dosáhlo dobré odolnosti přijímače proti rušení při dostatečné citlivosti. Po příjmu ozvěny se klopný obvod vynuluje a stav čítače se předá do výstupní paměti. Když se vyjde z taktovacího kmitočtu 17,05 kHz a rychlosti zvuku 341 m/s, odpovídá doba trvání periody signálu 17 kHz času, který potřebuje vf signál, aby urazil vzdálenost jeden centimetr a vrátil se zpět jako ozvěna. Počet taktovacích impulsů, kte-



A210

73

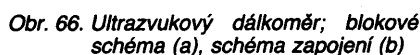
F. MRAVNEC 3.20



Zbývající část zapojení a displej LCD jsou napájeny z 5 V, a to platí i pro oscilátor 40 kHz. Oscilátor (N7) musí být naladěn na rezonanční kmitočet ultrazvukového měniče a přijímače změnou polohy běžce trimru P₁. Stabilizované napájecí napětí zajišťuje do-
steatečnou stabilitu kmitočtu. Komparátor A₆ zajišťuje přechod z úrovně „5 V“ na úroveň

IO₄ plní funkci centrálního časovacího obvodu. Při stisknutí T1 nabývá výstup Q12 dvakrát za sekundu stavu H. Kondenzátor C₁₁ a rezistor R₂ (derivační člen) způsobí, že oscilátor 40 kHz je uvolněn po dobu asi 0,3 ms a vř signál tedy zahme 12 period signálu 40 kHz. V průběhu vysílání vř signálu je výstup A₁ ve stavu H. Tim se zvýší přes D₁ práh spinání komparátoru A₆ v přijímači (A₃ – předzesilovač), takže nemůže docházet ke spouštění v důsledku přeslechu. Současné

Když přijímač detekuje ozvěnu, nabude výstup A_5 dočasně stavu L a přeplopi klopný obvod do počátečního stavu. Tím se také blokují taktovací impulsy pro IO_8 . Současně se přes C_{12} a R_{13} dostane na vstup „store“ krátký záporný impuls, takže se stav čítače uloží do mezipaměti IO_8 . Obvod N_{11} slouží jako oddělovací stupeň (vstup s malým odporem). Úroveň L na výstupu Q12 vynuluje vnitřní čítač obvodu IO_8 a může začít další cyklus měření. Když však nabude Q12 hodnoty L v průběhu měření, vynuluje se čítač



i klopný obvod (přes D_3). Na displeji se pak zobrazí 0,00, to znamená, že měření nebylo uloženo do paměti. Obvod IO_8 obsahuje úplnou elektroniku pro buzení indikace 3 1/2 místa. V tomto zapojení se však používají jen tři místa.

Obvodem N_{13} se kontroluje napětí baterie. Při asi 7 V se N_{13} uplatní jako invertor a zobrazí se indikace „LO-bat“. Aby tato indikace neblíkala, je rezistorem R_{18} zajištěna hystereze asi 200 mV.

Součástky zapojení je možné umístit na destičku s plošnými spoji o rozměrech asi 75×105 mm. Při jejím návrhu je nutné rozmístit součástky tak, aby se zamezilo přeslechu mezi analogovou a digitální částí zapojení. Kromě toho musí být mezi oběma ultrazvukovými měniči, umístěnými u kratší strany destičky použit stínící plech. Jinak se nedosáhne potřebné citlivosti. Výhodné je nejprve si opatřit vhodné plastikové pouzdro a pak teprve navrhnout destičku a celkové rozmístění součástí. Oba ultrazvukové měniče jsou umístěny na kratším čele krabičky.

K nastavení přístroje stačí dobrý multimetr. S použitím osciloskopu a měřiče kmitočtu je přirozené nastavení snadnější a přesnější. Nejprve se nastaví kmitočet vysílače na rezonanční kmitočet měniče (40 kHz). Vývod 14 (napájení) a 1 obvodu IO_2 se dočasně propojí spojkou a měnič je buzen nepřetržitě. Pak se otočí běžcem trimru P_1 zcela vlevo (minimální kmitočet), multimetr se zapojí do napájecí sběrnice a běžcem trimru se otáčí doprava, až se dosáhne proudového maxima kolem 16 mA. Zde se trochu vymstí jednoduchá koncepce oscilátoru s N_7 : konečný kmitočet je totiž určený bystrozí tohoto klopného obvodu. Při použití obvodů 4093 od firem SGS nebo RCA nevzniknou problémy. Obvod 4093 od firmy Motorola však má mnohem menší hysterezi, takže je třeba zvětšit kapacitu C_2 na 2,2 nF. Naopak při výrobku National Semiconductor je třeba C_2 zmenšit na 470 pF. Po odpojení provizorní spojkou se spotřeba zmenší na 4,5 mA při stisknutí T_1 a měnič „tiká“ asi dvakrát za sekundu.

Pak se trimrem P_2 nastaví oscilátor IO_4 na 17 kHz, to je možné zkontrolovat na vývodu 9 obvodu IO_4 . Kdo nemá měřič kmitočtu, může umístit dálkoměr ve vzdálenosti 1 m od silně odrážející plochy (měřeno od ultrazvukového měniče). Vhodná je hladká skleněná plocha. Při stisknutí tlačítka T_1 otáčíme běžcem trimru P_2 tak dlouho, až displej ukáže 1,00. Když není indikace stabilní (nebo ukazuje pouze 0,00), je možné mírně pootočit běžcem trimru P_3 , aby se na displeji zobrazil reálný údaj.

Poloha běžce P_3 (citlivost přijímače) poněkud závisí na podmínkách okolí, v nichž se dálkoměr používá. V klidném okolí může být běžec vytočen zcela doleva, na maximální citlivost. Když displej ukazuje spontánně podezřelý údaj (jako 128, 256 nebo 512), je citlivost příliš velká, to znamená, že dálkoměr přijímá svůj vlastní takt jako ozvěnu. V takovém případě je třeba citlivost zmenšit nastavením P_3 .

V nepříznivých podmínkách je třeba citlivost také zmenšit, aby nebyly rušivé signály interpretovány jako skutečné ozvěny. Tím se přirozeně zmenší maximální měřitelná vzdálenost. Vzdálenost osob tímto přístrojem neměříte (ani zblízka), protože odraz je příliš slabý. Určitého zmenšení citlivosti na malé vzdálenosti je však možné dosáhnout. Vyžaduje to trochu experimentovat, například zmenšit odpor rezistoru R_6 . Kromě toho je možné upravit obvod R_6 (C_8) – časově závislé zařízení citlivosti.

Dosažitelná přesnost měření je ovlivňována v podstatě dvěma oblastmi vlivů: vlivy okolního prostředí a přesností měření jasu a příjmu odezvy. Rychlost zvuku se totiž mění s vlhkostí a teplotou vzduchu, atd. Zvýšení teploty vzduchu o 20 °C způsobí chybu 3,5 %. Prakticky bylo u prototypů při měření vzdálenosti tvrdých hladkých povrchů (např. stěn, skříní) dosaženo přesnosti měření na tři centimetry. Při vzdálenostech mezi 5 a 6 metry byla největší odchylka 5 až 8 cm, což přibližně odpovídá přesnosti kolem 1 %.

Elektr 10/1988

Termostat topení s nočním režimem šetří energii

Potřeba spolehlivého termostatu s jednoduchou obsluhou a spolehlivou funkcí, který by počítal s nižší teplotou místnosti v noci, je v době rostoucích cen všech energií zřejmá. Vysoký účet za topení byl také přímým motivem vývoje tohoto zapojení.

Schéma zapojení je na obr. 67. Nejdůležitější součástí je obvod IO_2 , který je zapojen jako komparátor, porovnávající napětí na vývodech 2 a 3. Při popisu funkce vyjdeme ze stavu, kdy napětí na vývodu 2 je kladnější, než na vývodu 3. Pak je výstup integrovaného obvodu ve stavu L, tranzistor T_2 je sepnut, rozpínací kontakt relé Re_2 je rozpojen a topné těleso neheje. Tento stav závisí na nastavení potenciometru P_2 .

Když se působením vnějších vlivů teplota sníží, pak se zvětší odpor termistoru R_1 a napětí na vývodu 3 se zvětšuje, až je o několik set milivoltů větší než napětí na vývodu 2. Pak komparátor IO_2 změní stav výstupu na

H, tranzistor T_2 se zavře a proto se rozpínací kontakt relé sepně. Tím se dosahuje základní regulační funkce.

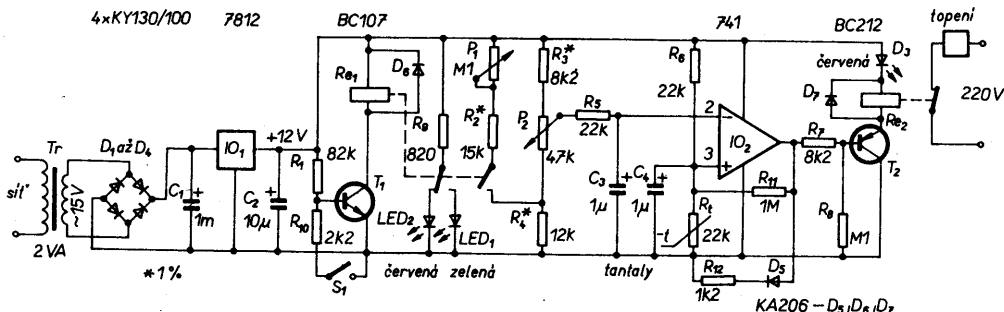
K potenciometru P_2 je paralelně zapojena větev z P_1 , R_2 a jednoho kontaktu relé Re_1 . Toto relé je spínáno tranzistorem T_1 , jehož báze je v klidovém stavu připojena přes R_1 na kladnou sběrnici. Tím je tranzistor T_1 otevřen a relé je přitaženo. Tato varianta zapojení nebyla zvolena náhodně, je založena na úvaze, že při výpadku některé ze součástek v tomto obvodu musí relé přejít do polohy „vyšší teplota“. Stejná zásada byla použita i u zapojení relé Re_2 , neboť při totálním výpadku nemá být řídící obvod topení přerušen.

Při rozpojení spínači S_1 tedy relé Re_1 přitáhne, dioda LED_2 svítí a P_2 je přemostěn sériově zapojenými P_1 a R_2 . Tak je napětí na styčném bodě mezi P_2 a R_4 o tolik kladnější, kolik by vyžadovalo snížení teploty o 0 až 6 °C – podle nastavení potenciometru P_1 . Spínač S_1 může být ovládán manuálně, ale zapojení dovoluje do tohoto místa připojit vstup pro spínací hodiny nebo počítač (pro noční snížení teploty).

Druhou nejdůležitější součástí tohoto termostatu je teplotně závislý rezistor R_1 . Jak je zřejmé z označení, jde o součástku se záporným teplotním součinitelem, to znamená, že při zvýšení teploty se odpor R_1 zmenšuje. Bohužel nejsou vždy známy charakteristiky i běžných termistorů a ani dva stejné vypadající nemusí mít stejné vlastnosti. Proto popíšeme improvizované měření průběhu závislosti na teplotě, které umožní přesně kalibrovat stupnice termostatu, při čemž není nutné používat pec nebo klimatizační skříň. Použijeme osazenou a v principu fungující destičku termostatu, odstraníme rezistor R_{11} (aby nerušila nastavování hystereze), neznámý termistor se zapojí na své místo a malá žárovka se připojí na spínaný výstup (kontakt relé Re_2). Pro její napájení musíme ovšem použít vhodný zdroj. Pak se termistor se žárovkou a přesným teploměrem umístí společně do teplotně izolovaného krytu. Je možné použít pěnový polystyrén a lepicí pásku k sestavení jednoduché krabičky.

Po zapnutí takto uspořádaného přístroje se v tepelně izolovaném prostoru teplota ustálí (podle nastavení potenciometru P_1 , případně P_2). Postupně tak lze vynést stupnici teplot, které kontrolujeme teploměrem. Má-li být přístroj oceňován až do poměrně nízkých teplot (např. až do 10 °C), musí se měřit při ještě menší teplotě okolí než 10 °C.

Mechanická konstrukce není kritická. Je však vhodné zvolit takové provedení, ve kterém se poměrně plochá skříňka upevní



Obr. 67. Termostat s noční regulací

spodní částí s připevněnou destičkou na stěnu a na horní, přední stěnu se vyvedou oba potenciometry, spínač a indikační diody. Pro umístění termistoru jsou pak dvě možnosti, má-li se měřit teplota místnosti a ne teplota uvnitř skřínky: Buď jej lze upevnit na dlouhých drátech tak, aby vyčníval ze skřínky, nebo lze vytvořit z trubky „komínků“, procházející skřínkou ve vsměru, do níž štěrbinou zasahuje termistor.

Elrad 12/1988

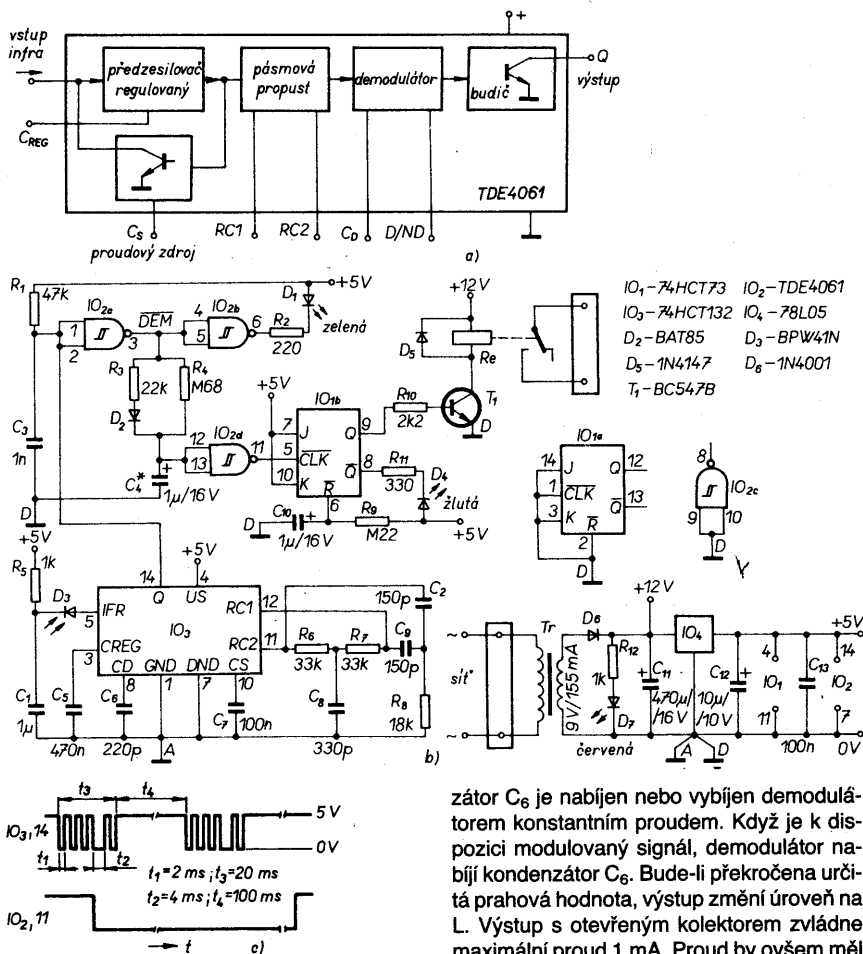
Univerzální přijímač infračerveného dálkového ovládání

Jednotku infračerveného dálkového ovládání, která se dnes dodává jako vysílač s téměř každým moderním televizorem, videorekordérem, přehrávačem CD nebo tunerem je možné využít i pro jiné účely. Může to být např. vypínač osvětlení nebo hlavní vypínač pro zapínání a vypínání televizoru. Popsaný přijímač IR se spínacím kontaktem na výstupu může být použit s téměř každou jednotkou vysílače IR.

Nejdůležitější aktivní součástí přijímače je obvod TDE4061 firmy Siemens, jehož blokové schéma je na obr. 68a. Obsahuje infračervený předzesilovač s následující charakteristikou: různé signály, které se mohou i částečně překrývat, jsou zachyceny infračervené spektrum denního světla, bruvstup infra. Obvod TDE4061 musí pak rozlišit žádoucí signál a rušivé signály (jako je infračervené spektrum denního světla brumový signál 100 Hz žárovky a rušivé spektrum zářivek). Vstupní signály jsou zesíleny předzesilovačem s malým šumem, proudový zdroj stanoví pracovní bod vstupu předzesilovače asi na 1,4 V a tvoří prakticky pracovní odpor, kterým protéká proud infračervené přijímací diody. Přes tento proudový zdroj se kondenzátorem na C_5 také odfiltrují nízkofrekvenční rušivé signály. Vstup infra má velkou impedanci. Pro buzení čipu stačí proudy v oblasti nanoampér. Proto je účelné připojit anodu diody IR přímo na vstup obvodu TDE4061.

Regulační charakteristika předzesilovače zmenšuje zesílení podle velikosti vstupního signálu. To znamená, že následující pásmová propust pro zlepšení poměru signálu k šumu dostává vstupní signál stabilní a o dostatečné amplitudě. Na vývody RC1 a RC2 připojený filtr typu dvojité T pracuje jako pásmová zadrž. Jeho kmitočet musí odpovídat nosnému kmitočtu infračerveného signálu. Přes stupeň demodulátoru (obvod TDE4060 nemá demodulátor) a budící stupeň se dostává užitečný signál na výstup obvodu.

Schéma zapojení obvodu je na obr. 68b. Infračervená dioda D_3 je napájena přes rezistor R_5 . Každá změna dopadajícího infračerveného záření má za následek změnu závěrného proudu diodou, takže na vstupu IFR obvodu TDE4061 vzniká vstupní signál. Část rušivých vlivů se potlačuje dolní propustí R_5 , C_1 . Kondenzátor C_5 (na vstupu CREG) určuje časovou konstantu pro regulaci předzesilovače. U dálkového ovládání pro televizor (dvojfázový kód) je pro C_5 nejvhodnější kapacita 470 nF. Pro jiné zdroje infračerveného záření, které nevydávají zá-



Obr. 68. Blokové zapojení TDE4061 (a), přijímač pro infračervené dálkové ovládání, formy impulsů (c)

dné signály pro nastavení zesílení, může být kapacita C_5 zmenšena až na 10 nF. Při menších kapacitách C_5 vzniká riziko oscilací předzesilovače. Podle používaného nosného kmitočtu signálu IR je možné uvést pro C_7 orientační kapacity: 100 nF při 30 kHz a 10 nF při 120 kHz. Kondenzátor C_7 na vstupu CS dává předzesilovači charakteristiku horní propusti. Kondenzátor se uplatňuje společně s CREG a vnitřní pásmovou propustí, která zlepšuje poměr signálu k šumu signálu IR a zvláště hrany výstupního signálu.

Na vývody RC1 a RC2 je zapojen filtr dvojité T (R_6 až R_8 , C_2 , C_8 a C_9). Filtr je zapojen ve zpětnovazební větvi operačního zesilovače integrovaného obvodu, zesilovač a filtr tvoří pásmovou propust, jejíž propustný kmitočet musí být naladěn na nosný kmitočet dálkového ovládání IR. Hodnoty součástek ve schématu platí pro nosný kmitočet asi 32 kHz a osvědčily se pro první pokusy s různými jednotkami dálkového ovládání firem Philips a Sony. V případě potřeby je možné hodnoty dimenzovat pro jiné nosné kmitočty podle vztahu $f = 1/(2\pi RC)$ [Hz], (R_6 , $R_7 = R$, $R_8 = 1/2 R$; C_2 , $C_9 = C$, $C_8 = 2C$). Maximální odpor R (R_6 , R_8) nesmí překročit 100 kΩ, protože jinak by nastal příliš velký úbytek napětí na stejnosměrné cestě.

Pro demodulaci signálu vysílače je třeba vývod D/ND spojit s kostrou, mezi kostrou a vývodem CD je zapojen kondenzátor ($C_6 = 100 \text{ pF}$ až 1 nF, zvoleno 220 pF). Konden-

zátor C_6 je nabíjen nebo vybíjen demodulátorem konstantním proudem. Když je k dispozici modulovaný signál, demodulátor nabíjí kondenzátor C_6 . Bude-li překročena určitá prahová hodnota, výstup změní úroveň na L. Výstup s otevřeným kolektorem zvládne maximální proud 1 mA. Proud by ovšem měl být s ohledem na možnost nežádoucí zpětné vazby udržován co nejmenší. Při proudu menším než 200 μA není třeba očekávat oscilace. Po stisknutí tlačítka na jednotce dálkového ovládání se na výstupu IO_3 objeví demodulovaný signál ve formě sledu impulsů (obr. 68c). U různých typů jednotek dálkového ovládání se signály samozřejmě liší. Invertor s hradlem NAND, IO_{2a} provede inverzi, kterou následující hradlo opět „zruší“. Dioda LED D_4 proto bliká v rytmu přicházejících impulsů.

Obvod R_3 , R_4 , C_4 a D_2 s následujícím hradlem převádí přijímaný signál na jednoznačný spouštěcí impuls pro klopný obvod IO_{1b} . K jeho výstupu je pak připojen budící stupeň relé. Pokud se časy t_1 až t_4 u vaší jednotky dálkového ovládání drasticky liší od hodnot uvedených v obr. 68b, je nutné přizpůsobit kapacitu kondenzátoru C_4 . Kladné impulsy dálkového ovládání (invertovaný signál TDE4061) stále nabíjejí kondenzátor přes R_3 a D_2 . Když nepřicházejí žádné impulsy, může se C_4 pomalu vybíjet přes rezistor R_4 s velkým odporem. Podle kapacity kondenzátoru C_4 musí být přivedeno mnoho impulsů, než bude překročen práh spouštění IO_{2d} . Prakticky to znamená, že některé z tlačítek jednotky dálkového ovládání musí být stisknuto dostatečně dlouho.

Výstup klopného obvodu IO_{1b} spíná pomocí tranzistoru T_1 relé Re. Když je výstup Q ve stavu H, T_1 vede a kontakty relé jsou sepnuty. Současně je výstup Q ve stavu L, přes diodu LED D_4 protéká proud z napájení. Dioda LED D_4 proto svítí a indikuje stav sepnutí relé. Na výstupní svorky může být připojen libovolný spotřebič, který nepřetíží kontakty relé.

Protože doba odezvy je při kapacitě kondenzátoru $C_4 = 1 \mu\text{F}$ jen několik stovek

milisekund, neměl by být přijímač IR umístěn v bezprostřední blízkosti televizoru. Kdyby se obvod používal pro zapínání a vypínání televizoru, televizor by se při každém přepínání programu vypnul. Aby se tomu zabránilo, musí být doba odezvy prodloužena. Při kapacitě kondenzátoru $C_4 = 47 \mu\text{F}$ se dosáhne doby odezvy asi 4 sekundy. Tak nebude náš přijímač dálkového ovládání rušen krátkými impulsy, které se používají pro ovládání funkcí televizoru.

Ještě jedno upozornění pro případné experimentování: kdo by chtěl obvod 4061 použít jen jako předzesilovač IR, ponechá prostě vývody CD a D/ND nezapojené. Na výstupu pak dostane zesílený nedemodulovaný signál vysílače.

Konstrukce může být na destičce s plošnými spoji, pozornost je třeba věnovat oblasti relé a svorkovnice, kde se může vyskytovat síťové napětí. Destička má být v krytu z plastického izolačního materiálu. Fotodiody D_3 musí být umístěna v otvoru ve stěně krabičky. Může být připojena krátkým stíněným kabelem, vzdálenosti delší než 10 cm jsou však již kritické. Stínění kabelu musí být spojeno s katodou diody. Diody LED mohou být umístěny libovolně. Pokud má relé spínat síťového napětí, doporučuje se použít normalizované vestavné zásuvky. Při tom musí být mezi nimi propojen ochranný vodič!

Při uvádění do provozu a zkoušení se vychází z uvedených hodnot součástek, se kterými zapojení s různými jednotkami dálkového ovládání bylo vyzkoušeno. Když není přijímán žádný signál IR, musí zůstat dioda LED zhasnuta. Při stisknutí libovolného tlačítka jednotky dálkového ovládání v blízkosti přijímače musí dioda D_1 blikat v rytmu přijímaných impulsů. Když se podrží tlačítko dostatečně dlouho ve stisknutém stavu, rozsvítí se dioda LED D_4 a relé přitáhne. Změnou kapacity kondenzátoru C_4 je možné měnit potřebnou dobu stisknutí. Když se D_1 při příjmu signálu (tlačítko vysílače stisknuto) nerozsvítí, je třeba zkontrolovat signál na výstupu Q obvodu IO₃ a případně

přizpůsobit dvojitý článek T na jeho vývodech RC1 a RC2.

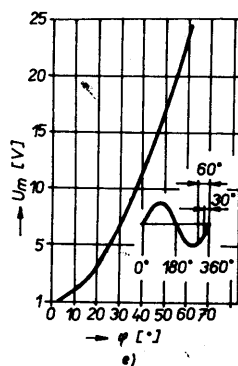
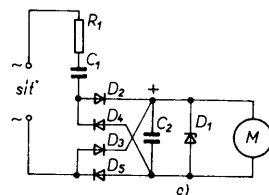
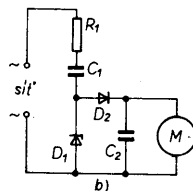
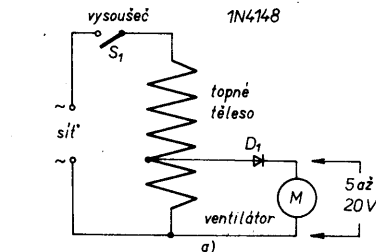
Akční rádius našeho přijímače s běžným vysílačem dálkového ovládání je asi 5 m a může být v případě potřeby zvětšen optickými prostředky.

Elektor 5/91

Napájení motorů pro malá napětí ze sítě

Stejnoseměrné motorky pro malá napětí od 1,5 do 24 V o výkonech 0,1 až 250 W se dají poměrně levně získat a jsou vhodné pro řadu aplikací od malých ventilátorů a oběhových čerpadel, navíječek, atd. až po miniaturní vrtačky. Když pro jejich napájení použijeme transformátor s usměrňovačem, může být zdroj jejich napájecího napětí několikrát dražší a těžší, než motorek.

To jako jedni z prvních zjistili výrobci vysoušečů vlasů, kteří používají pro ventilátor motorek, který je napájen z topného vinutí, opatřeného odbočkou, přes diodu. Schéma zapojení je na obr. 69a. Při použití asynchronního střídavého motoru dioda odpadá. Toto zapojení je však použitelné jen pro vysoušeče pro teplý vzduch, protože za normálních okolností musí být síťové napětí redukováno na velikost vhodnou pro napájení motoru pokud možno bezztrátově.



Zapojení s předřadným kondenzátorem

Zapojení tohoto typu jsou vhodná pouze pro nejmenší stejnosměrné motorky s trvalým magnetem až do asi 3 W, jinak by kondenzátor byl příliš velký a drahý. Obr. 69b a 69c ukazují praktická zapojení, vhodná pro ventilátory, oběhová čerpadla apod. aplikace. Síťové napětí se v obou zapojeních zmenšuje předřadným kondenzátorem, dimenzovaným pro dostatečně velké napětí (250 V st, 630 V ss) tedy prakticky bezztrátově jeho jalovým odporem.

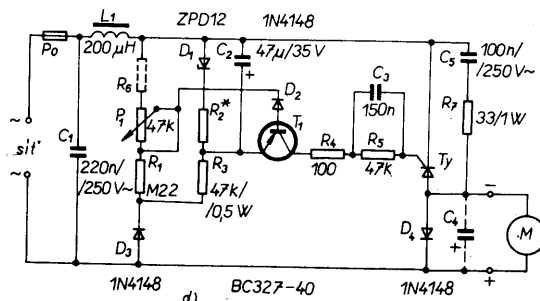
V zapojení podle schématu (obr. 69b) se napětí kladné půlvlny omezuje Zenerovou diodou D_1 na velikost jejího Zenerova napětí, naproti tomu záporná půlvlna se omezuje na asi 0,6 V. Dioda D_2 brání po tuto dobu přibrzdění motoru M (jednocestné usměrnění). Pokud vadí brum, způsobený půlvlnným provozem, může být redukován kondenzátorem C_2 . Pro dosažení dobré účinnosti by C_2 měl mít na 1 mA proudu motoru kapacitu nejméně 1 μF . Rezistor R_1 slouží pro omezení zapínacího proudu a jako pojistka v případě, že by se prorazil předřadný kondenzátor C_1 . Kondenzátor C_1 se vypočítá pro napětí 220 V/50 Hz podle následujícího vztahu:

$$C_1 [\mu\text{F}] = I [\text{mA}] / 33.$$

Optimální je zapojení podle obr. 69c, protože v tomto případě stačí předřadný kondenzátor poloviční kapacity proti předcházejícímu obrázku (dvoucestné usměrnění), tedy

$$C_1 [\mu\text{F}] = I [\text{mA}] / 66.$$

Obr. 69. Vysoušeč vlasů (a), napájení motoru přes kondenzátor (b), napájení motoru s lepší účinností (c), napájení motoru s fázovým řízením (d), režim řízení podle obr. 69d (e)



Zenerova dioda by v zapojení podle obr. 69b měla být dimenzována pro 1,5 až 2násobek, podle obr. 69c pro 1 až 1,5násobek jmenovitého napětí motoru, a měla by při odpojení motoru snést bezpečně plný proud. Usměrňovače D_2 až D_5 se dimenzují podle proudu motoru a Zenerova napětí, většinou stačí čtyři diody typu 1N4148 nebo podobné.

V uvedených zapojeních je největší proud motoru určen kapacitou předřadného kondenzátoru. To znamená, že motor pracuje v důsledku „proudového napájení“ s točivým momentem konstantním v širokém rozmezí. Ztrátový výkon vzniká především pouze úbytkem napětí na usměrňovacích diodách a ochranném rezistoru R. Když se však zvětší vnucený proud zvětšením kapacity kondenzátoru C_1 (aby se např. dosáhlo většího záběrového momentu), protéká rozdílový proud mezi pracovním proudem motoru a proudem zaváděným kondenzátorem C_1 Zenerovou diodou, čímž se zvětšuje ztrátový výkon (paralelní stabilizace).

Tyristorové zapojení s fázovým řízením

Pro výkonnější motorky zapojení s předřadným kondenzátorem použít nelze. Běžná zapojení s fázovým řízením tyristorem nebo triakem (strmivače) také nejsou vhodná, protože při malých úhlech otevírání reagují příliš citlivě na kolísání síťového napětí.

Zapojení podle schématu na obr. 69d naproti tomu pracuje stabilně ještě při úhlech otevírání 5°. Umožňuje nastavit provozné bezpečné napětí výstupu v rozmezí -0,2 až -24 V, přičemž mohou být připojeny motorky se jmenovitými proudy až do 60 A. Potenciometrem mohou být nastaveny proudové úhly otevírání mezi 20° a 60°. To odpovídá aritmetické střední hodnotě pulsujícího výstupního napětí od -3 do -24 V. Při zvětšení odporu odporové dráhy potenciometru na 470 kΩ se dosáhne rozsahu nastavení od 5° do 60° (což odpovídá -0,2 až -24 V). Přídavným rezistorem R_6 je možné rozsah změny omezit.

Dioda D_3 napájí můstek, jehož jedna větev je tvořena R_1 , P_1 a druhá větev R_3 , R_2 a D_1 . Na kondenzátoru C_2 je vyfiltrováno stejnosměrné napětí asi 12 V. S tímto napětím je porovnáváno napětí na běžící potenciometru

P_1 . Předpokládáme průběh napětí podle obr. 69e (MP – vztažený bod) a to, že C_2 je nabit. Pro $\varphi = 0$ až 180° je D_3 zavřena, T_1 je trvale sepnut z C_2 . Při daných R_4 a R_5 je to „bezpečný stav“. Tyristor je rozpojen, úbytek na D_4 nepřesáhne 0,7 V. Pro φ nad 180° se D_3 otevírá, napětí na běžci P_1 se zvětšuje, tranzistor T_1 je stále sepnut z „ C_2 “. Sériová kombinace $R_4 + R_5$ nestačí pro sepnutí tyristoru. Motorem stále neprochází proud. V určitém okamžiku (napětí na běžci P_1 je asi 1 V „pod emitorem T_1 “) se T_1 zavírá, tyristor je stále rozpojen. C_3 se vybíjí přes R_5 (časová konstanta $R_5 C_3$ je asi 7 ms). Napětí sítě přejde přes max. velikost a zmenšuje se. Jakmile se napětí na běžci P_1 zmenší asi o 1 V pod napětí emitoru, T_1 sepně. Proud přes T_1 , R_4 a C_3 stačí k sepnutí tyristoru. Po ustálení přechodového děje je opět řídicí proud omezen rezistorem R_5 . Tranzistor T_1 zůstává dále sepnut. Tyristor se rozpojuje pro φ v okolí 360° , kdy se proud jím protékající zmenší pod přídržnou velikost. V další periodě se děj opakuje.

Emitorové napětí tranzistoru je určováno napětím Zenerovy diody, nezávislým na síti, a úbytkem napětí na rezistoru R_2 , který je úměrný síťovému napětí. Vlivem poměru obou těchto napětí je emitorové napětí a úhel otevření (a tím i napětí na motoru) do značné míry nezávislé na kolísání síťového napětí. Když se namísto kombinace rezistor-Zenerova dioda použije pouze Zenerova dioda, zvětšuje se napětí motoru U_m se zmenšujícím se síťovým napětím více než proporcionálně; když se použije pouze rezistor 18 k Ω , kolísá proporcionálně se síťovým napětím.

Ačkoli ztrátový výkon zapojení je malý, řídicí elektronika potřebuje asi 0,6 W. Na tyristoru se ztratí při středním proudu motoru 1 A kolem 1 W, při 10 A kolem 10 W. Pojistka, průřez vedení (a také ochranné tlumivky) musí být dimenzovány pro jmenovitý proud motoru. Pro vysvětlení následuje číselný příklad:

S tímto zapojením má být provozován motor pro 24 V se jmenovitým proudem 10 A. Z grafu na obr. 69e zjistíme, že napětí 24 V odpovídá úhel otevření asi 60° . Pak musí v průběhu $60^\circ/360^\circ = 1/6$ periody protékat proud o střední hodnotě asi 60 A při střední hodnotě napětí 24 V. To znamená v průběhu $1/6$ periody výkon 60 A \cdot 24 V = 1440 VA, v průběhu celé periody tedy $1440 \text{ VA} / 6 = 220 \text{ VA}$. Naproti tomu je střední odběr proudu roven $60 \text{ A} / 6 = 10 \text{ A}$!

Z toho plyne:

1. Vedení, pojistka P_0 a tlumivka L_1 jsou zatěžovány pracovním proudem motoru a musí proto být příslušně dimenzovány.
2. Přesto jsou ze sítě v důsledku fázového řízení odebírány pouze výkon motoru společně s výše uvedenými ztrátami.
3. Tyristor musí vydržet poměrně velký, periodický špičkový proud (podle katalogového listu). Pro uvedený příklad však stačí většina typů pro jmenovitý proud 10 A.

Jako tyristory jsou vhodné všechny typy s otevíracími proudy pod 80 mA, jmenovitými napětími od 400 V, bez antiparalelní diody mezi katodou a anodou. Při potřebě značně menších otevíracích proudů je možné proporcionálně zvětšit odpory rezistorů R_4

a R_5 a zmenšit kapacitu „otevíracího“ kondenzátoru C_3 . Zapojení nesmí být provozováno bez ochranné tlumivky L_1 , jejíž použití je nezbytné, a kombinace R_7 a C_5 . Nejen proto, že jinak zapojení může způsobovat silné rušení rádiového a televizního příjmu, ale také proto, že při zapnutí v maximu síťového napětí by vzniklo nebezpečí „samozápalu“ tyristoru v důsledku překročení maximální přípustné rychlosti zvětšování napětí na tyristoru, a tím i zničení připojeného spotřebiče.

S tímto zapojením mohou proto být bez síťového těžkého transformátoru provozovány libovolné spotřebiče na malá stejnosměrná napětí až do asi 250 W ze světelné sítě.

POZOR! Všechna popsaná zapojení jsou galvanicky spojena se sítí. Je proto nutné respektovat příslušné bezpečnostní předpisy! Vinutí motoru musí mít izolaci odolnou vůči síťovému napětí vzhledem ke všem kovovým součástem motoru, nebo motor musí být vestavěn izolovaně. V provozu nesmí být přístupné žádné kovové části, ať již přímo nebo přes jiné vodivé spoje (hřídele, ozubená kola, atd.)! Také při měření (osciloskop!) je třeba počítat s přímým připojením k síti!

Elektor 3/91

Audiokompas

Pod tímto názvem se rozumí zařízení, které při odchylce kompasu od stanoveného kursu vydává akustické signály. Kromě původního určení pro nevidomé jachtaře, kterým umožňuje udržovat plachetnici v určitém směru, může pomoci také ostatním jachtařům a posádkám motorových člunů při udržování přímého kursu, aniž by museli přerušovat sledování hladiny. Může být také užitečné při dálkových nočních plavbách.

Akustický výstup zařízení může používat krystalové sluchátko nebo piezoelektrický měnič. Signál může mít vysoký nebo nízký kmitočet nebo přístroj vydávat signál nemusí. Stav bez akustického signálu indikuje, že loď udržuje zvolený kurs v toleranci kolem 5 stupňů (odchylka o 2,5 stupně od kursu na každou stranu) nebo až do 50 stupňů (25 stupňů na obě strany od kursu). Vysoký nebo nízký tón indikuje překročení těchto mezí na jednu nebo na druhou stranu. Volbu

šířky přípustné odchylky od kursu nastavuje kormidelník ovládacím prvkem citlivosti.

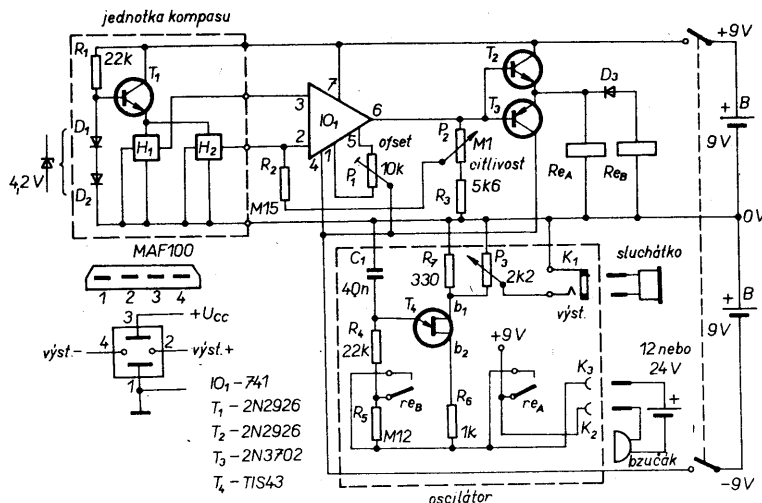
V praktickém použití se loď uvede do potřebného kursu, kompas se natočí tak, aby při maximální citlivosti přístroj nevydával žádný signál. Kormidelník pak loď řídí tak, aby nedostával žádný akustický signál. Citlivost a hlasitost si nastaví podle potřeby. Když se zařízení používá pro spuštění poplašného signálu při opuštění kursu, spíná relé hlasitý poplach.

Schéma zařízení je na obr. 70. Dvě Hallovy sondy jsou upevněny na vhodný kompas pro detekci magnetické střelky uvnitř tohoto kompasu. Hallovy sondy (H_1 a H_2) jsou napájeny konstantním napětím z tranzistoru T_1 . Toto napětí je odvozeno z úbytku napětí v propustném směru na diodách D_1 a D_2 , zapojených v sérii (kolem 1,4 V). Výstupy obou sond jsou připojeny na vstupy operačního zesilovače 741 (IO_1), jeden na invertující, druhý na neinvertující vstup. Za předpokladu, že oba vstupy mají stejnou úroveň, výstupní signál na vývodu 6 bude nulový (zapojení komparátoru), korekce je možné dosáhnout potenciometrem nastavení offsetu (P_1).

Když je magnetická střelka uprostřed mezi oběma sondami, jejich výstup bude stejný. Když se střelka pohybuje směrem k jedné sondě, její výstupní signál se zvětší, od druhé se současně vzdaluje, úroveň výstupu druhé sondy se tedy zmenší – to zvětší nebo zmenší úroveň na vývodu IO_1 (vývod 6) v závislosti na nastavení citlivosti potenciometrem P_2 (ten zavádí proměnný stupeň záporné zpětné vazby v obvodu IO_1).

Výstupní signál IO_1 se z vývodu 6 přivádí přímo do bází tranzistorů T_2 a T_3 , které pracují jako spínače, zabraňující zatížení výstupu IO_1 připojením relé. Když výstupní napětí přechází do stavu H, sepně tranzistor T_2 , tím se obě relé připojí mezi sběrnice 0 V a +9 V. Relé Re_A sepně a připojí napájení oscilátoru s tranzistorem UJT T_4 a připojenými součástkami. Oscilátor produkuje kmitý slyšitelné v krystalovém sluchátku, zapojeném do konektoru K_1 . Relé Re_B nesepe ne vlivem diody D_3 .

Když se však výstupní signál IO_1 na vývodu 6 zmenší na napětí asi -9 V, sepně tranzistor T_3 a sepně relé Re_A i Re_B , čímž se nejen připojí oscilátor, ale i zkratuje rezistor R_5 . Tím se značně zvýší kmitočet oscilátoru a tím i akustický signál na konektoru K_1 .



Elektronická kuchařka ano, ale pozor na recepty

Ing. Josef Punčochář

Mezi čtenáři jsou oblíbeny články nebo časopisy, které předkládají soubory různých zapojení – tzv. elektronické kuchařky. Jsou vítaným zdrojem inspirace pro každého konstruktéra. Často však chuť elektronických „lahůdek“ pokazí chyby. Přitom je jedno, zda jde o kuchařku českou nebo zahraniční.

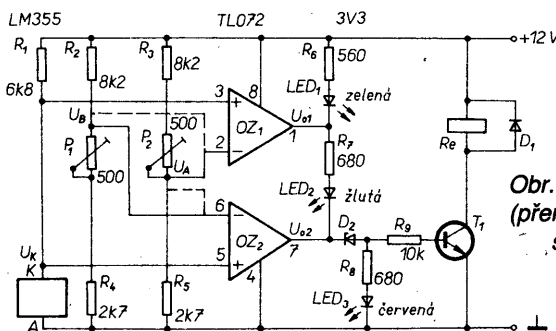
Projdeme si několik vybraných zapojení z časopisu *Amatérské radio* pro konstruktéry č. 4/1991. Tento pramen budeme nadále označovat [1]. Především, že většina nepřesností se vyskytuje i v původním prameni, kterým je časopis ETI circuit cook book č. 6.

1. Kontrola teploty s možností poplachu (v [1])

Upravené zapojení je na obr. 1. Operační zesilovače OZ₁ a OZ₂ jsou zapojeny jako neinvertující komparátory teplotně závislého napětí U_K obvodu LM355. Referenční úroveň pro OZ₁ je napětí U_A , pro OZ₂ je to napětí U_B . Platí $U_B > U_A$. Napětí U_K je popsáno vztahem: $U_K = T_K \cdot 10 \text{ [mV/K]}$; T_K je teplota ve stupních Kelvina [K]. Dále platí $T_K = T_C + 273$, kde T_C je teplota ve stupních Celsia [°C]. Znamená to, že při $T_C = 25^\circ\text{C}$ je $T_K = 25 + 273 = 298 \text{ K}$; k tomu přísluší napětí $U_K = 298 \cdot 10 \text{ mV} = 2980 \text{ mV}$. Teplotě $T_{CA} = 50^\circ\text{C}$ odpovídá komparační úroveň $U_A = (273 + 50) \cdot 10 = 3230 \text{ mV}$; teplotě $T_{CB} = 80^\circ\text{C}$ odpovídá komparační úroveň $U_B = (273 + 80) \cdot 10 = 3530 \text{ mV}$.

Postup komparace je zřejmý z obr. 2. Pro $T_C < 50^\circ\text{C}$ je $U_K < U_A < U_B$, na výstupech obou komparátorů je napětí asi 2 V; $U_{O1} = U_{O2} = 2 \text{ V}$. Proto svítí LED₁; LED₂ je „zavěšena“ mezi stejné potenciály – nesvítí; LED₃ „přes ZD₁“ rovněž nesvítí a ani tranzistor T₁ není sepnut.

Pro $50^\circ\text{C} < T_C < 80^\circ\text{C}$ je $U_A < U_K < U_B$. Na výstupu OZ₁ je napětí $U_{O1} = 10$ až 11 V, dioda LED₁ proto nesvítí. Výstup OZ₂ je stále na nízké úrovni, $U_{O2} = 2 \text{ V}$, proto LED₃ nesvítí. Svítí pouze



Obr. 1. Zapojení pro kontrolu teploty (přerušované čáry – původní stav; v [1] špatné přiřazení vývodů 5 a 6)

LED₂, která je připojena mezi 11 V a 2 V.

Pro $T_C > 80^\circ\text{C}$ je $U_K < U_B < U_A$, výstupy obou komparátorů jsou na úrovni asi 11 V. Proto nesvítí LED₁ ani LED₂, jsou připojeny mezi téměř stejné potenciály. Svítí pouze LED₃, případně spíná T₁ (je-li připojen).

Pokud by byly vstupy OZ₁ a OZ₂ připojeny podle [1] – přerušované čáry – bylo by možné stejným postupem určit, že pro $T_C < 50^\circ\text{C}$ svítí pouze LED₁, pro $50^\circ\text{C} < T_C < 80^\circ\text{C}$ svítí současně LED₁ a LED₃ (LED₂ namáhána v závěrném směru), pro $T_C > 80^\circ\text{C}$ svítí LED₃. Dioda LED₂ je tedy zbytečná, i když i nyní dovedeme rozeznat všechny stavy.

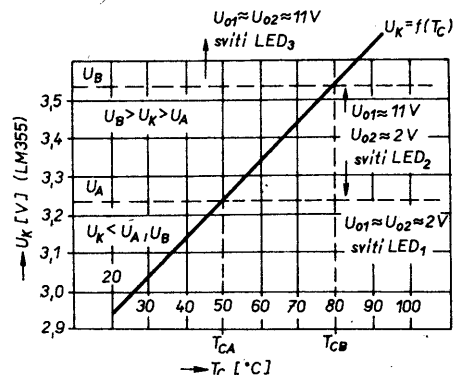
Zkontrolujeme odporové děliče. Pro $P_2 = 0$ platí $U_{Amax} = 12,2,7 / (8,2 + 2,7) = 2,9725 \text{ V}$. Pro $P_2 = 500 \Omega$ je $U_{Amin} = 12,2,7 / (8,2 + 2,7 + 0,5) = 2,8421 \text{ V}$.

Potenciometrem P₂ lze proto nastavit rozsah teplot 24,25 až 11,21 °C, což plyne z rovnosti: $2972,5 = (273 + T_{Cmax}) \cdot 10$, $2842,1 = (273 + T_{Cmin}) \cdot 10$; pomocí P₁ lze nastavit napětí 3,3684 V až 2,9725 V, což odpovídá teplotám 63,84 až 24,25 °C.

Je zřejmé, že uvedené odporové děliče neumožňují nastavit požadovaná napětí. Jde však o snadno řešitelný problém – například podle obr. 3. Snadno určíme, že $U_{min} = 2,7227 \text{ V}$. ($T_{Cmin} = -0,73^\circ\text{C}$), $U_s = 3,2269 \text{ V}$. ($T_{Cs} = 49,69^\circ\text{C}$) a $U_{max} = 3,7311 \text{ V}$. ($T_{Cmax} = 100,1^\circ\text{C}$). Napájecí napětí musí být stabilizováno, protože jeho změny by

vedly i k změnám referenčních napětí U_A a U_B .

Nároky na operační zesilovače nejsou nijak zvláštní, stačí-li přesnost asi 1 °C. Vyhoví i operační zesilovač MA1458. Čidlo LM355 ovšem nelze na-



Obr. 2. Závislost napětí U_K IO LM355 na teplotě T_C [°C]

Zdířky K₂ a K₃ z kontaktů relé A mohou být použity pro spuštění akustického poplašného signálu, napájeného z akumulátoru lodi, který indikuje vybočení z kursu. Tento obvod může být změnou nastavení potenciometru P₂ nastaven pro spínání od 2,5 stupně odchylky až po 25 stupňů odchylky od správného kursu, neindikuje však, jaký směr má odchylka. Pokud je v provozu, brání v používání výstupu K₁.

Několik poznámek k použitým součástkám, případně možnosti dalších úprav. Potřeba stabilizace napájení pro obě sondy byla nezbytná, protože jejich výstupní signál se silně mění s protékajícím proudem. Jednoduchý zdroj s T₁, R₁, D₁ a D₂ plně vyhovuje, pokud zapojení používá vlastní zdroj napájení (tedy nikoli palubní baterii). Součástky

stabilizátoru musí být umístěny co nejblíže sondám.

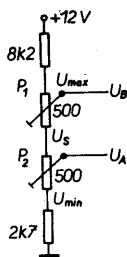
Odporů rezistorů R₂ a R₃ nastavují meze citlivosti jednotky, hodnoty uvedené ve schématu se ukázaly jako nejvhodnější. Zmenšení odporu rezistoru R₃ zúží minimální šířku pásma tolerance, pokud je však toto zúžení příliš velké, jednotka se obtížně nastavuje a v praxi je téměř nemožné udržet loď ve vymezeném úzkém směru. Podobně je možné změnou R₂ šířku tolerovaného pásma rozšířit.

Z popisu obvodu je zřejmé, že relé Re_B musí sepnout současně nebo dříve než relé Re_A. Toho je možné dosáhnout výběrem. Dioda D₃ musí být germaniová, protože na ní vzniká menší úbytek napětí. Proud Hallových sondami byl nastaven asi na 15 mA, což

je proud, při němž se dosahuje potřebné citlivosti a dostatečně dlouhé doby života baterií. Sondy se upevňují na obvod kompasu, jejich vzájemná vzdálenost je 25 až 30 mm. Při jejich montáži a pájení je třeba postupovat opatrně, aby se nepoškodily.

Toto zapojení, které vtipně využívá slabého magnetického pole střelky kompasu, může sloužit jako inspirace. Pro podobnou funkci hlídání např. údaje měřicího ručkového přístroje by však bylo nutné použít jiný princip, snad optoelektronický, nebo komparátor.

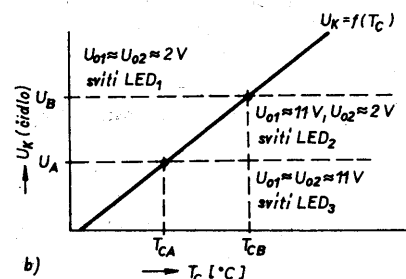
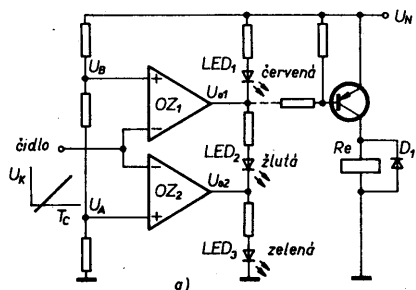
Practical Electronics 5/1976



Obr. 3. Možné zapojení děliče pro napětí U_A a U_B

hrazovat libovolně. Musí jít o prvek, který bude mít při teplotě 25 °C napětí asi 3 V a jehož napětí se bude se zvyšující se teplotou zvětšovat – komparační úrovně se musí stanovit podle vlastností čidla.

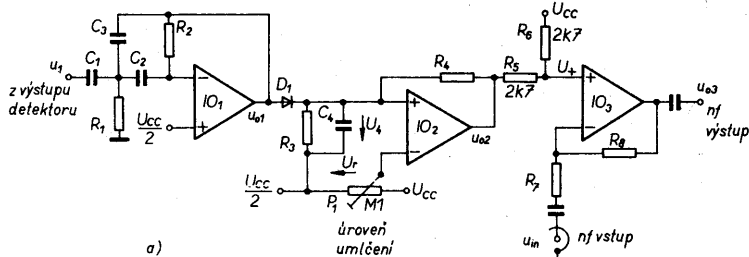
Jiná možná varianta řešení je na obr. 4a. Funkce je zřejmá z obr. 4b a lze ji objasnit postupem, který byl použit v předchozím textu. Je zřejmé, že stejným způsobem lze hlídat jakoukoliv fyzikální veličinu pomocí vhodného čidla „veličina-napětí“.



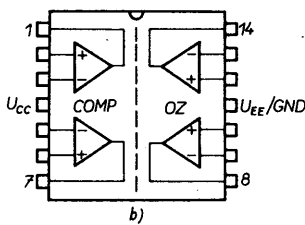
Obr. 4. a) Varianta s invertujícími komparátory; b) stav komparátorů a diod LED

2. Nízkofrekvenční umlčovač (v [1] obr. 8)

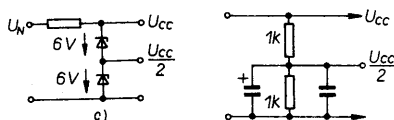
Opravené zapojení je na obr. 5a, zapojení obvodu MC3405 je na obr. 5b, možnosti vytvoření napětí $U_{CC}/2$ jsou na obr. 5c, 5d, 5e. Integrovaný obvod MC3405 (plast) nebo MC3505 (keramika) obsahuje dva komparátory (výstup s otevřeným kolektorem) a dva operační zesilovače. Stejnoseměrné i dynamické vlastnosti komparátorů i zesilovačů jsou prakticky shodné s vlastnostmi ze-



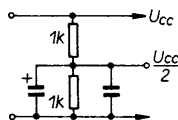
a)



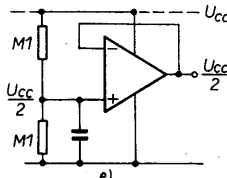
b)



c)



d)



e)

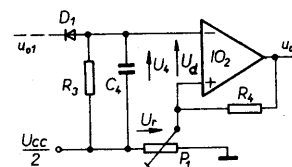
Obr. 5. a) Zapojení nf umlčovače s nesymetrickým napájením; b) zapojení IO MC3405; c), d), e) – různé způsoby vytvoření $U_{CC}/2$

silovače MAA741 (MA1458). V původní verzi byl na místě IO_1 a IO_3 použit operační zesilovač, na místě IO_2 byl použit komparátor. Použití operačního zesilovače na místě IO_2 funkci nezmění.

Integrovaný obvod IO_1 je „nastaven“ napětím $U_{CC}/2$ na vstupu + do lineární pracovní oblasti i při nesymetrickém napájení a může pracovat jako invertující horní propust. Je-li přijímač naladěn na silnou stanici, je napětí u_1 z detektoru malé (šum v oblasti nad 3 kHz), proto je malé i napětí u_{01} . Usměrněné napětí U_4 je menší než napětí U_r . Proto platí, že $u_{02} \leq 2V$, lze snadno určit, že napětí U_+ na děliči R_6, R_5 je asi $U_{CC}/2$. Zesilovač IO_3 je nastaven ve správné pracovní oblasti, platí $u_{03}/u_{in} = -R_8/R_7$, nf signál „prochází“.

Je-li přijímač naladěn mimo stanici nebo na slabou stanici, je napětí u_1 dostatečné, usměrněné napětí U_4 bude větší než napětí U_r , a proto $u_{02} \approx U_{CC}$. Napětí U_+ nabývá rovněž velikosti U_{CC} , zesilovač IO_3 má výstup v kladné saturaci a není proto schopen zesilovat, nf signál neprochází. Rezistor R_4 zavádí kladnou zpětnou vazbu (hysterezi) tak, aby se v oblasti napětí $U_4 = U_r$ umlčovač opakovaně nezapínal a nevyplínal.

Jiná možnost je naznačena na obr. 6 (zbylé části shodné s obr. 5a).



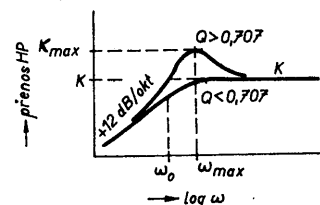
Obr. 6. Možná varianta zapojení IO_2

Dioda D_1 nyní usměrňuje „záporné části“ napětí u_{01} . Pro diferenční napětí U_d platí $U_d = U_4 - U_r$. Je-li u_{01} malé (přijímač naladěn), je U_4 rovněž malé a $U_d < 0$, proto $u_{02} \leq 2V$ a nf signál prochází přes IO_3 . Je-li u_{01} velké (přijímač nenaladěn), je U_4 velké, platí $U_d > 0$ a proto $u_{02} = U_{CC}$, zesilovač IO_3 je v kladné saturaci, nf signál neprochází.

Integrovaný obvod IO_1 a jeho operační síť vytváří invertující horní propust 2. řádu. Platí-li $C_1 = C_2 = C$, lze určit, že $\omega_0^2 = 1/(R_1 R_2 C C_3)$, $1/Q = \sqrt{R_1/R_2} (2\sqrt{C/C_3} + \sqrt{C_3/C})$, $K = C/C_3$, Q je činitel jakosti obvodu. Význam ostatních symbolů plyne z obr. 7. Přenos horní propusti není vhodné označovat symbolem A_0 , aby se tato veličina nezaměňovala se zesílením operačního zesilovače bez zpětné vazby. Kmitočet maximálního přenosu je určen vztahem $\omega_{max} = \omega_0/\sqrt{1-2\xi^2}$, maximální přenos je $K_{max} = K/(2\xi\sqrt{1-\xi^2})$. Platí $\xi = 1/(2Q)$ – logaritmický dekrement útlumu. Je zřejmé, že ω_{max} má smysl určovat pouze pro $2\xi^2 < 1$, tedy pro $\xi < 0,707$. Tomu odpovídá $Q > 0,707$.

Obvykle požadujeme ω_0 , Q a K . V operační síti musíme určit čtyři součástky ($C_1 = C_2 = C$) a k dispozici jsou pouze tři rovnice (pro ω_0 , $1/Q$ a K). Proto se C volí a ze tří uvedených rovnic lze určit návrhové vztahy: $C_3 = C/K$, $R_1 = K/[\omega_0 Q C (2K+1)]$, $R_2 = Q(2K+1)/(\omega_0 C)$. Platí $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Požadujeme například $\omega_0 = 20\,000$ rad/s ($f_0 = 3180$ Hz), $K = 10$, $Q = 1$. Zvolíme $C_1 = C_2 = 10$ nF. Snadno určíme $C_3 = C/K = 1$ nF. Dále $R_1 = 10/(2 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 21) = 2,38$ kΩ a $R_2 = 1.21/$



Obr. 7. Absolutní hodnota přenosu horní propusti 2. řádu

$(2.10^4 \cdot 10^{-6}) = 105 \text{ k}\Omega$. Při této volbě bude $\xi = 1/(2Q) = 0,5$, $K_{\max} = 10/(2.0.5 \cdot \sqrt{1-0.5^2}) = 11,547$; $\omega_{\max} = 2.10^4 / \sqrt{1-2.0.5^2} = 28\,283 \text{ rad/s}$, tomu odpovídá $f_{\max} = 4504 \text{ Hz}$.

Celé zapojení podle obr. 5a s vytvořením napětí $U_{CC}/2$ podle obr. 5e by zřejmě „zvládly“ i dva IO MA1458 (dva OZ v pouzdře) nebo jeden IO MAC4741 (MAE, MAB) – čtyři OZ v jednom pouzdře.

3. Modulátor pro klíčování kmitočtovým posuvem (v [1] obr. 11)

První dva OZ tvoří astabilní obvod, jehož princip je na obr. 8. OZ₁ tvoří „komparátor nuly“, OZ₂ je zapojen jako invertující integrátor. Během půl periody ($T/2$) se napětí na kondenzátoru změní o $2U_{IR}$. Tomu odpovídá změna náboje $\Delta Q = 2U_{IR}C$. Tuto změnu „zajistí“ proud I_R , tedy $\Delta Q = |I_R| \cdot T/2$. Proto platí, že perioda kmitů je $T = 4U_{IR}C / |I_R|$, kde $U_{IR} = U_0 R_1 / R_2$ je napětí U_1 , při kterém se mění stav komparátoru ($I_1 = -I_2$, $U_+ = 0$). Aby se mohl OZ₁ překloupit, musí platit, že U_{IR} je menší než výstupní saturační napětí OZ₂ (více napětí „není“, $U_s \approx U_{CC} - (1 \text{ až } 2 \text{ V})$). Z toho plyne podmínka $R_2 > R_1 U_0 / U_s$.

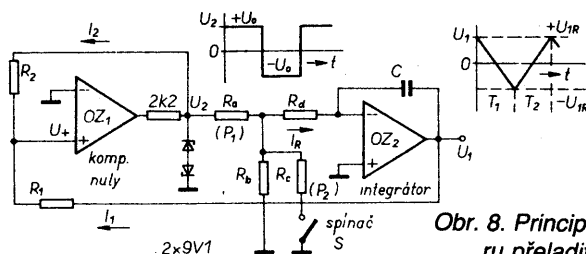
Při rozpojení spínače S je absolutní hodnota proudu $|I_R|$ dána vztahem $|I_R| = U_0 / (R_a + R_d + R_a R_d / R_b)$. Pro periodu kmitů platí $T = 4(R_a + R_d + R_a R_d / R_b) C R_1 / R_2$. Bude-li $R_b = \infty$ a součet $R_a + R_d$ označíme jako R, dostaneme běžně uváděný vztah $T = 4RCR_1 / R_2$.

Jestliže je spínač S sepnut, je perioda T určena formálně stejným vztahem; pouze nahradíme rezistor R_b rezistorem R_p , přičemž platí, že $R_p = R_b R_c / (R_b + R_c)$ je paralelní kombinace rezistorů R_b a R_c .

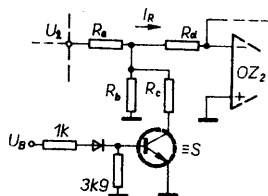
Pro $U_0 = 9,1 + 0,7 = 9,8 \text{ V}$, $R_d = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ dostaneme při rozpojení spínače S, že $T = 2,67 \cdot 10^{-6}$. ($10^3 + 2R_a$). Kmitočtu $f = 1300 \text{ Hz}$ odpovídá perioda $T = 1/1300 = 7,69 \cdot 10^{-4} \text{ s}$. Nyní už určíme požadovaný odpor $R_a = 13,9 \text{ k}\Omega$. Protože v [1] je $R_a = P_1$ a $P_{1\max} = 10 \text{ k}\Omega$, nelze za ideálních poměrů $f = 1300 \text{ Hz}$ vůbec nastavit.

Sepne-li spínač S a požadujeme $f = 1130 \text{ Hz}$, je $T = 8,85 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ a musí platit $8,85 \cdot 10^{-4} = 2,67 \cdot 10^{-6} [10^3 + 13,9 \cdot 10^3 (1 + 10^3 / R_p)]$; odsud $R_p = 760 \Omega$. Protože $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ a $R_p = R_b R_c / (R_b + R_c)$, lze určit, že potřebné $R_c = 3,166 \text{ k}\Omega$.

Problém lze vysvětlit realizací spínače S – obr. 9. Jestliže je $U_2 = +U_0$, nevznikají problémy. Transistor T₁ nevede pro $U_B < 1,4 \text{ V}$ a vede pro U_B větší než asi 2 V. Horší situace nastává pro $U_2 = -U_0$ (obr. 8 – interval I_2). Na kolektoru je záporné napětí a to je „nedobrá“ stav. Jsou dvě základní možnosti:

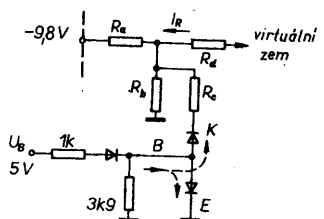


Obr. 8. Princip astabilního multivibrátoru přeladitelného spínačem S



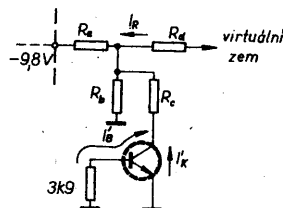
Obr. 9. Realizace spínače S podle [1]

a) $U_B = 5 \text{ V}$ – situace je na obr. 10. Otevřeny jsou obě diody, báze – emitor i báze – kolektor, pokud je proud báze dostatečný (a něco zbude i na diodu B-E). Předpokládáme, že $U_{BE} \approx U_{BK}$. Potom se vytvoří na kolektoru K jakási virtuální nula a rezistor R_c je připojen téměř na nulový potenciál tak, jak si to při $U_B = 5 \text{ V}$ přejeme. Ideální stav to však není.



Obr. 10. Náhradní schéma tranzistoru při $U_B = 5 \text{ V}$

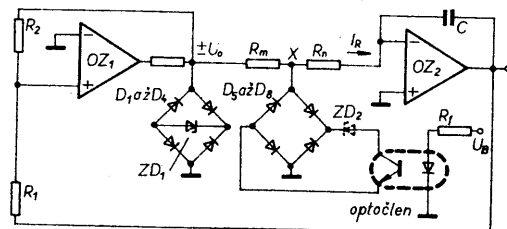
b) $U_B = 0 \text{ V}$ – situace je na obr. 11. Zde dojde nutně k nežádoucímu otevření přechodu kolektor-báze. Transistorem protékají proudy I_B , I_K , pracuje v inverzním režimu a paralelně k rezistoru R_b



Obr. 11. Náhradní schéma pro $U_B = 0 \text{ V}$

připojuje rezistor R_c plus odpor tranzistoru v inverzním režimu. Proto lze tvrdit, že pro napětí $U_B = 0 \text{ V}$, kdy požadujeme $f = 1300 \text{ Hz}$, nebudou intervaly T_1 a T_2 stejně dlouhé. V intervalu T_2 , kdy je $U_2 = -U_0$, se k R_b paralelně připojuje další odpor, $T_2 > T_1$, a to vede k celkovému snížení kmitočtu proti ideálnímu stavu.

Možné řešení problému s neideálním spínačem je naznačeno na obr. 12. Diody D_5 až D_8 zajišťují správnou polaritu napětí na fototranzistoru. Platí U_0

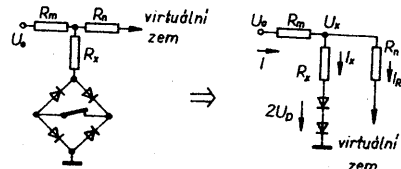


Obr. 12. Možné uspořádání s „bezkonfliktním“ spínačem

$= U_{ZD1} + 2U_D$ – diody D_1 až D_4 odstraní nutnost párovat dvě stabilizační diody. Pro $U_B = 0$ fototranzistor nevede, platí $|I_R| = U_0 / (R_m + R_n)$, $U_{IR} = U_0 R_1 / R_2$ a proto $T = 4(R_m + R_n) C R_1 / R_2$.

Při sepnutí fototranzistoru se U_{IR} nemění. Je-li v bodě X stabilizováno napětí U_X , bude proud $|I_R| = U_X / R_n$ a $T = 4R_n C (R_1 / R_2) (U_0 / U_X)$. Při zařazení diody ZD_2 je $U_X = U_{ZD2} + 2U_D$; není-li dioda zařazená, je $U_X = 2U_D$. Aby se perioda prodloužila, musí platit $U_0 / (R_m + R_n) > U_X / R_n$.

Lze zařadit i rezistor R_X podle obr. 13.



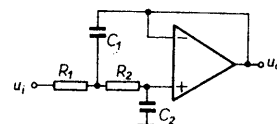
Obr. 13. Stav při sepnutém fototranzistoru

Platí:

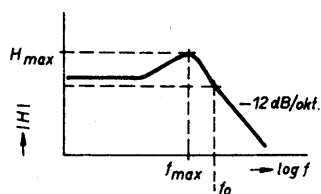
$$|I_R| = \frac{(U_0 + 2U_D R_m / R_X) / (R_m + R_n + R_m R_n / R_X)}{R_n} \quad \text{Potom lze určit } T = 4(R_m + R_n + R_m R_n / R_X) C (R_1 / R_2) [U_0 / (U_0 + 2U_D R_m / R_X)]$$

Napětí U_1 (obr. 8) trojúhelníkovitého průběhu je vedeno na dva kaskádně řazené operační zesilovače OZ₃, OZ₄. Oba mají prakticky stejnou operační síť podle obr. 14. Přenos zapojení na obr. 14 je

$$u_o / u_i = \omega^2 o / [p^2 + p / (C_1 R_f) + \omega_0^2], \quad \text{kde } \omega_0^2 = 1 / (C_1 C_2 R_1 R_2), \quad 1 / R_f = 1 / R_1 + 1 / R_2, \quad p = j\omega.$$



Obr. 14. Dolní propust 2. řádu s neinvertujícím zesilovačem



Obr. 15. Přenos dolní propusti

Srovnáním s normovaným polynomem 2. řádu $p^2 + p \omega_0/Q + \omega_0^2$ zjistíme, že $Q = \omega_0 C_1 R_1$. Pro logaritmický dekrement útlumu platí $\xi = 1/(2Q)$. Nyní můžeme určit (podobně jako u horní propusti), že maximální přenos $H_{\max} = 1/(2\xi \sqrt{1 - \xi^2})$ je na kmitočtu $f_{\max} = f_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}$. Situace je znázorněna na obr. 15. I zde má smysl hovořit o f_{\max} pouze pro $\xi < 0,707$, tedy $Q > 0,707$.

Pro filtr označený v [1] jako „1100“ je $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$. Z toho $\omega_0^2 = 10^8 \text{ (rad/s)}^2$, $\omega_0 = 10^4 \text{ rad/s}$, $f_0 = 1591 \text{ Hz}$, $Q = 0,909$, $\xi = 0,55$, $H_{\max} = 1,089$, $f_{\max} = 999,9 \text{ Hz}$.

Pro filtr označený v [1] jako „1300“ je $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$; proto $\omega_0^2 = 0,916 \cdot 10^8 \text{ (rad/s)}^2$, $\omega_0 = 0,957 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$, $f_0 = 1523 \text{ Hz}$, $Q = 1,014$, $\xi = 0,493$, $H_{\max} = 1,166$ a $f_{\max} = 1092 \text{ Hz}$.

Pokud si uvědomíme, že $p = j\omega$ a $p^2 = -\omega^2$, lze pro kaskádně řazené filtry „1100“ a „1300“ určit absolutní hodnotu celkového přenosu

$$|H_c(\omega)| = \frac{10^8}{|- \omega^2 + j1,1 \cdot \omega \cdot 10^4 + 10^8|} \cdot \frac{0,916 \cdot 10^8}{|- \omega^2 + j0,986 \cdot \omega \cdot 0,957 \cdot 10^4 + 0,916 \cdot 10^8|} = \frac{1}{|1 - (\omega \cdot 10^{-4})^2 + j1,1 \cdot \omega \cdot 10^{-4}|} \cdot \frac{1}{|1 - 1,092(\omega \cdot 10^{-4})^2 + j1,03 \cdot \omega \cdot 10^{-4}|}$$

Pro $f = 0$ je $\omega = 0$ a $|H_c(0)| = 1$. Pro $f = 500 \text{ Hz}$ je $\omega = 2\pi f = 3141 \text{ rad/s}$ a $|H_c(500 \text{ Hz})| = 1 / |0,9013 + j0,3456| = 1 / 0,8922 + j0,3236| = 1,036 \cdot 1,054 = 1,091$. Analogicky dostaneme $|H_c(1000 \text{ Hz})| = 1,264$; $|H_c(1800 \text{ Hz})| = 0,637$; $|H_c(3000 \text{ Hz})| = 0,0875$; $|H_c(5000 \text{ Hz})| = 0,0102$. Je zřejmé, že pro $\omega \gg 10^4$ už přibližně platí

$$|H_c(\omega)| \approx 1/(\omega \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1/[1,092 \cdot (\omega \cdot 10^{-4})^2] = 0,916 \cdot (10^4/\omega)^4$$

Znamená to, že při zvýšení kmitočtu o oktávu (z ω_1 na $2\omega_1$) se zmenší přenos filtru o 24 dB, jako to i přísluší dolní propusti 4. řádu, kterou popsaná kaskáda tvoří.

Blokové schéma celého zapojení je na obr. 16. Harmonickou (spektrální)

analýzou signálu trojúhelníkovitého průběhu [2] lze určit, že 1. harmonická má amplitudu $A_1 = 8U_{IR}/\pi^2 = 0,8106 U_{IR}$. Sudé harmonické složky jsou nulové. Amplitudy lichých harmonických příslušných ke kmitočtům $m f$ ($m = 1, 3, 5, 7, \dots$) lze určit pomocí vztahu $A_m = 8U_{IR}/(\pi^2 m^2) = A_1/m^2$. Proto 3. harmonická „trojúhelníka“ je 1/9 první harmonické; 5. harmonická je 1/25 první harmonické.

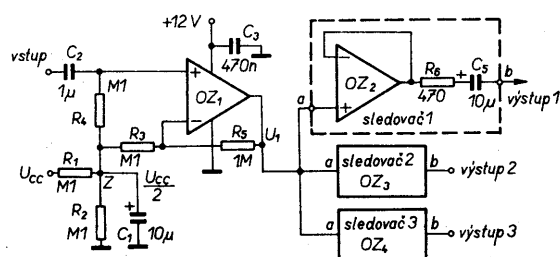
Za uvedených poměrů a při ideálním spínači S v astabilním obvodu projde 1. harmonická přes filtr bez útlumu (pro 1130 Hz i 1300 Hz; bude platit až pro 1. harmonickou do 1450 Hz). Při $f = 1130 \text{ Hz}$ je $3f = 3390 \text{ Hz}$, zde má filtr přenos asi 0,045. Znamená to, že ve výstupní sinusovce bude 3. harmonická dále potlačena a celkové potlačení 3. harmonické složky ve výstupním signálu lze vyjádřit číslem $9/0,045 = 200$. Při $f = 1300 \text{ Hz}$ je $3f = 3900 \text{ Hz}$, přenos filtru je asi 0,03 a potlačení 3. harmonické proti 1. harmonické složce na výstupu filtru je $9/0,03 = 300$.

Pokud spínač S není ideální a intervaly T_1 a T_2 nejsou shodné, vyskytují se i sudé harmonické složky – tedy kmitočty 2260 Hz nebo 2600 Hz. Zde je přenos filtru podstatně větší než 0,045 a výstupní sinusovka bude mít mnohem větší zesílení.

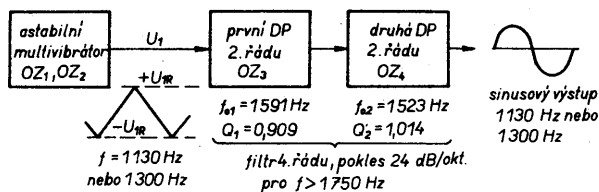
Pro požadavky plynoucí z textu určitě vyhoví čtyřnásobný operační zesilovač typu MAA741 (MAE, MAB).

4. Budič pro několik zesilovačů (v [1] obr. 15)

Schéma s nesymetrickým napájecím napětím je na obr. 17. Dělič R_1, R_2 tvoří pomocné napětí $U_{CC}/2$. Elektrolytický kondenzátor C1 zajišťuje nulovou impedanci bodu Z pro střídavé signály. Díky rezistoru R_4 je i na vstupu + OZ_1 napětí $U_{CC}/2$ a proto je i na výstupu stejnosměrné napětí $U_1 = U_{CC}/2$. Stejná úvaha platí i pro OZ_2 až OZ_4 , které mají na vstupech + rovněž napětí $U_{CC}/2$. Proto je vhodné na výstupu zapojit oddělovací kondenzátor C_5 .



Obr. 17. Budič pro několik zesilovačů nf



Obr. 16. Blokové schéma zapojení podle obr. 11 v [1]

Vstupní odpor zapojení pro střídavý signál je určen rezistorem R_4 . OZ_1 s rezistory R_5 a R_3 tvoří neinvertující zesilovač se zesílením $A_{u1} = 1 + R_5/R_3 = 11$, OZ_2 až OZ_4 tvoří napěťové sledovače se zesílením 1.

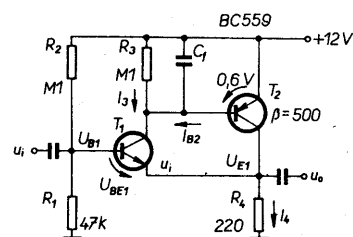
Vzhledem k tomu, že většina současných zesilovačů odolává trvalému zkratu ne výstupu, zajišťuje rezistor R_6 spíše výstupní odpor 470 Ω , případně ochrání operační zesilovač před přepětovými špičkami (omezí proud), které by se mohly objevovat na výstupech, pokud je připojeno delší vedení k následujícím stupňům.

V zapojení lze použít dva dvojité operační zesilovače MAE412.

Oddělovací zesilovač s malou výstupní impedancí (v [1] obr. 17)

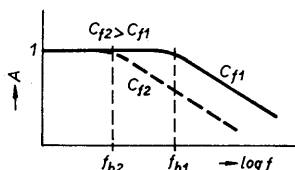
Základní zapojení je na obr. 18. Na bázi T_1 je stejnosměrné napětí $U_{B1} = 12R_1/(R_1 + R_2) = 12,47/147 = 3,837 \text{ V}$. Na výstupu je stejnosměrné napětí $U_{E1} = U_{B1} - U_{BE1} = 3,837 - 0,6 = 3,237 \text{ V}$. Tranzistorem T_2 protéká proud $I_4 = U_{E1}/R_4 = 14,7 \text{ mA}$. Tranzistor T_2 nemá právě optimální pracovní bod. Zejména jsou-li přiváděny signály s větší amplitudou – hrozí nebezpečí jednostranné limitace. Vhodnější proto bude volit například $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Potom $U_{B1} = 6 \text{ V}$ a $U_{E1} = 5,4 \text{ V}$. Zapojíme-li nyní $R_4 = 470 \Omega$, je $I_4 = 11,5 \text{ mA}$.

Pro „vnitřní“ emitorový odpor r_e tranzistoru přibližně platí $r_e = U_T/I_E$, kde U_T



Obr. 18. Oddělovací zesilovač s malou výstupní impedancí

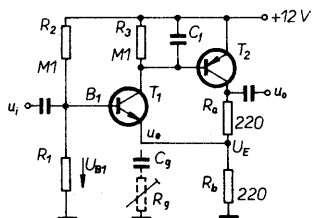
$= kT_K/q$ je teplotní napětí; k je Boltzmannova konstanta ($1,3805 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$); q je náboj elektronu ($1,6021 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) a T_K je teplota ve stupních K. Pro $T_K = 298 \text{ K}$ (25°C) je $U_T = 26 \text{ mV}$. Při $I_4 = 11,5 \text{ mA}$ lze pro T_2 určit $r_{e2} = 26 \cdot 10^{-3} / (11,5 \cdot 10^{-3}) = 2,26 \Omega$. Vstupní odpor tranzistoru je přibližně $R_{in2} = r_{e2} \cdot \beta = 1,13 \text{ k}\Omega$. Kondenzátor C_i tvoří s R_{in2} časovou konstantu $\tau = C_i R_{in2}$. Tomu odpovídá horní kmitočet $\omega_h = 1/\tau$, tedy $f_h = \omega/(2\pi) = 1/(2\pi C_i R_{in2})$. Nad tímto kmitočtem začíná C_i významným způsobem přemostňovat R_{in2} , zesílení se zmenšuje. Při zvětšování C_i se snižuje f_h – obr. 19, kondenzátor 1 nF šířku pásma omezuje. Za uvedených poměrů je $f_h = 1/(6,28 \cdot 10^{-9} \cdot 1,13 \cdot 10^3) = 141 \text{ kHz}$ (orientační výpočet).



Obr. 19. Kvalitativní vliv C_i na přenos zesilovače podle obr. 18

Při $I_4 = 11,5 \text{ mA}$ je bázeový proud I_{B2} tranzistoru T_2 $11,5 \text{ mA}/500 = 23 \mu\text{A}$. Tento proud protéká kolektorem T_1 . Kolektorem T_1 protéká i proud $I_3 \approx 0,6 \text{ V}/100 \text{ k}\Omega = 6 \mu\text{A}$. Celkový proud emitem T_1 proto bude $23 + 6 = 29 \mu\text{A}$. Emitorový odpor T_1 je $r_{e1} = 26 \cdot 10^{-3} / 29 \cdot 10^{-6} = 0,897 \text{ k}\Omega$. Znamená to, že ($R_{in2} \ll R_3$) zesílení T_1 je asi $|A_{T1}| \approx R_{in2}/r_{e1} = 1,13/0,897 = 1,26$. Vstupní odpor R_{in2} je za uvedených poměrů jen o málo větší než r_{e1} . Tranzistor T_2 může „vytvořit“ zesílení (bez uvažování zpětné vazby) $|A_{T2}| \approx R_4/r_{e2} = 470/2,26 = 208$. Celkové zesílení A_0 bez zpětné vazby lze teď odhadnout podle vztahu $A_0 \approx |A_{T1}| \cdot |A_{T2}| = 1,26 \cdot 208 = 262$. Výstupní odpor R_o zesilovače bez zpětné vazby by byl roven odporu rezistoru R_4 . Je-li zavedena napěťová záporná zpětná vazba, platí přibližně $R_o = R_4/(A_0/A_{ZV}) = A_{ZV} R_4/A_0$, A_{ZV} je zesílení zesilovače se zpětnou vazbou. Na obr. 18 je $A_{ZV} = 1$, proto $R_o = 470/262 = 1,79 \Omega$.

Budeme-li požadovat jiné zesílení než 1, musíme použít zapojení na obr. 20. Požadujeme-li stejnosměrné napětí (na výstupu) $U_{oss} = 6 \text{ V}$, musí platit $U_E = 6 R_b/(R_a + R_b) = 3 \text{ V}$ (při dané volbě R_a

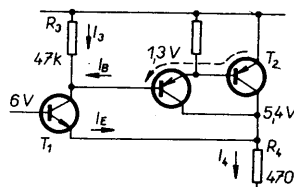


Obr. 20. Zapojení pro zesílení větší než 1

$= R_b$). Potom $U_{B1} = U_E + 0,6 \text{ V} = 3,6 \text{ V}$. Musí platit $12 R_1/(R_1 + R_2) = 3,6 \text{ V}$, odsud určíme $R_1 = 42,86 \text{ k}\Omega$. Proud protékající tranzistory T_1 a T_2 jsou obdobné jako v předchozím případě, budeme proto uvažovat $A_0 \approx 250$.

Ze střídavého hlediska musí platit $u_e = u_i$. Současně $u_e = u_o R_b/(R_a + R_b)$. Odsud lze určit, že $A_{ZV} = u_o/u_i = 1 + R_a/R_b$. Pro $R_a/R_b = 1$ je $A_{ZV} = 2$, výstupní odpor $R_o \approx 2 \cdot 440/250 = 3,52 \Omega$. Plynele lze měnit zesílení pro střídavé signály, zapojíme-li rezistor R_9 (přes kondenzátor C_9). Časovou konstantu $C_9 R_9$ musíme volit dostatečně velkou, aby nebyly potlačeny signály nízkých kmitočtů. Pro střídavé signály bude platit $A_{ZV} = 1 + R_a/(R_b R_9/(R_b + R_9))$. Úměrně růstu A_{ZV} se bude zvětšovat i výstupní odpor R_o . Stejnoseměrné poměry se připojením C_9 , R_9 nemění.

Zesílení A_0 lze zvětšit například použitím Darlingtonova zapojení na místě T_2 – obr. 21. Platí $I_4 = 5,4/470 = 11,5 \text{ mA}$, proto i teď $r_{e2} = 26 \text{ mV}/11,5 \text{ mA} = 2,26 \Omega$, $|A_{T2}| = 470/2,26 = 208$.

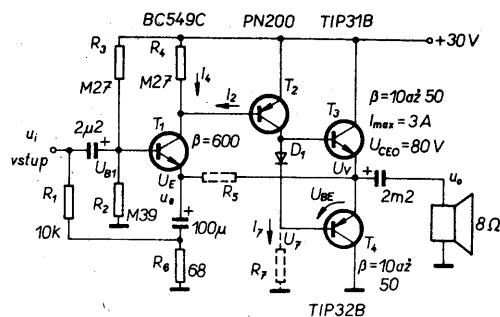


Obr. 21. Zapojení Darlingtonovy dvojice tranzistorů

Ekvivalentní proudový zesilovací činitel β_e tranzistorů v Darlingtonově zapojení odhadneme na 5000. Potom je vstupní odpor T_2 přibližně $5000 \cdot 2,26 = 11,3 \text{ k}\Omega$. Proud báze I_B bude pouze $11,5 \text{ mA}/5000 = 2,3 \mu\text{A}$. Aby i nyní protékal emitem tranzistoru T_1 proud asi $29 \mu\text{A}$, musí platit $1,3 \text{ V}/R_3 + 2,3 \mu\text{A} = 29 \mu\text{A}$. Odsud $R_3 = 1,3 \text{ V}/26,7 \mu\text{A} = 48,7 \text{ k}\Omega$, volíme $47 \text{ k}\Omega$. Emitorový odpor r_{e1} bude stejný jako v předchozím případě – asi $0,9 \text{ k}\Omega$. Jiné jsou ovšem poměry v kolektoru T_1 ; paralelně řazené R_3 a R_{in2} nyní představují kolektorový odpor $11,3 \cdot 47/(11,3 + 47) = 9,11 \text{ k}\Omega$. Zesílení $A_{T1} \approx 9,11/0,9 \approx 10$. Pro celý zesilovač lze nyní odhadnout, že $A_0 \approx 10 \cdot 208 = 2080$.

6. Nf zesilovač o výkonu 10 W (v [1] obr. 26)

Na obr. 22 je schéma zesilovače tak, jak je uvedeno v [1]. Pokud není doplněn rezistor R_7 , nelze nikdy otevřít tranzistor T_4 . Pokud není doplněn rezistor R_5 , bude zesílení zesilovače rovno jedné. Význam R_1 se nepodařilo věrohodně zdůvodnit. Pro střídavý signál se prakticky neuplatňuje, protože $u_e \approx u_i$, proud jím protékající je zanedbatelný (bootstrap). Snad zajišťuje vybíjení a nabíjení kondenzátoru $2,2 \mu\text{F}$ na vstu-

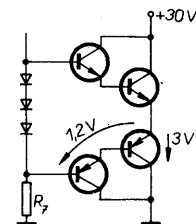


Obr. 22. Zapojení zesilovače 10 W podle [1] – R_5 , R_7 doplněny

Co platí? Platí, že $U_{B1} = 30,390/(270 + 390) = 17,7 \text{ V}$. Dále $U_E \approx U_{B1} - 0,6 \text{ V} = 17,1$; $I_4 \approx 0,6 \text{ V}/0,27 \text{ M}\Omega = 2,2 \mu\text{A}$. Tento proud příliš neovlivní velikost stejnosměrného napětí $U_V \approx 17,1 \text{ V}$. Záleží ovšem ještě na velikosti bázeového proudu I_2 .

Pro střídavý signál platí $u_e \approx u_i$ a současně $u_e = u_o R_b/(R_5 + R_b)$. Snadno určíme, že $u_o/u_i = 1 + R_5/R_b$.

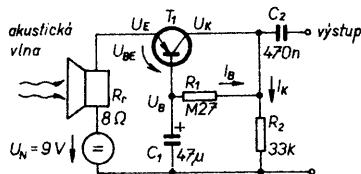
Předpokládáme, že výstupní výkon $P_o = 10 \text{ W}$. Platí $P_o = U_{oef}^2/R_z$, odsud určíme $U_{oef} = \sqrt{P_o R_z} = \sqrt{80} = 8,94 \text{ V}$. Tomu odpovídá amplituda $U_{omax} = 8,94 \cdot \sqrt{2} = 12,64 \text{ V}$ a maximální výstupní proud je $I_{omax} = 12,64/8 = 1,58 \text{ A}$. Předpokládáme, že proudový zesilovací činitel β koncových tranzistorů je 30. Potom $I_{Bmax} = 1,58/30 = 52,7 \text{ mA}$. Jestliže má být úbytek napětí na tranzistoru T_4 menší než 3 V , musí proud I_{Bmax} protéci rezistorem R_7 a musí platit $R_7 I_{Bmax} + 0,7 \text{ V} \leq 3 \text{ V}$, T_2 musí být prakticky zcela zavřen. Nyní určíme, že $R_7 \leq (3 - 0,7)/I_{Bmax} = 43,6 \Omega$. A to je nesmyslné. V klidovém stavu při $U_V = 17,1 \text{ V}$ je totiž $U_7 = U_V - 0,5 \text{ V} = 16,6 \text{ V}$ a rezistorem R_7 (a tedy i přes T_2) by protékal klidový proud $I_7 = 16,6/43,6 = 0,38 \text{ A}$. Pro výstupní výkon $P_o = 10 \text{ W}$ bychom museli zařadit místo T_3 a T_4 Darlingtonovy dvojice tranzistorů s proudovým zesilovacím činitelem alespoň 1000 (obr. 23). Diodu D_1 bude



Obr. 23. Zapojení Darlingtonovy dvojice tranzistorů

nutno nahradit několika diodami nebo se musí jiným způsobem zajistit vhodné předpětí. Pro $\beta = 1000$ bude $I_{Bmax} = 1,58/1000 = 1,58 \text{ mA}$.

Pro úbytek 3 V na T_4 nyní bude platit $R_7 = (3 - 1,2)/I_{Bmax} = 1,8/1,58 \text{ mA}$



Obr. 24. Reprodukter jako mikrofon (T_1 – BC559, $\beta \approx 500$)

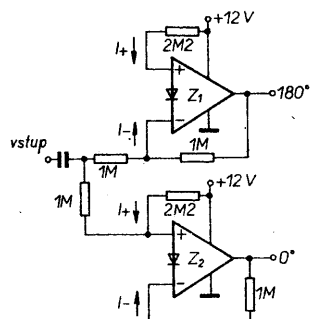
$= 1,14 \text{ k}\Omega$. Tomu odpovídá klidový proud $I_7 \approx 16/1,14 \text{ k}\Omega = 14 \text{ mA}$. Proto bude i básový proud I_2 tranzistoru T_2 „rozumnější“.

7. Reprodukter jako mikrofon (v [1] obr. 28)

Zapojení je na obr. 24. Platí: $U_B = U_E - U_{BE}$, $I_B = (U_B - U_K)/R_1$, $I_K = U_K/R_2$ (pro $\beta \gg 1$), $I_K = \beta I_B$. Odsud lze určit ($U_E = U_N$) po úpravách $U_K = (U_N - U_{BE}) \beta R_2 / (R_1 + \beta R_2)$. Pro $\beta = 500$ a uvedené poměry je $U_K = 8,268 \text{ V}$, mezi kolektorem a emitorem je úbytek napětí pouze $0,732 \text{ V}$. Platí $I_K = 8,268/33 \text{ k}\Omega = 0,25 \text{ mA}$. Emitorový odpor T_1 je $r_{e1} = 26 \text{ mV}/0,25 \text{ mA} = 103,8 \Omega$. Zesílení A_u je dáno přibližným vztahem $A_u = -R_2/(r_{e1} + R_1) = -33 \cdot 10^{-3}/111,8 = -295,2$. Chceme-li nastavit $U_K = U_N/2$, lze z uvedeného vztahu určit, že musí platit $R_1 = \beta R_2(1 - 2U_{BE}/U_N)$. Potom $I_K = U_N/(2R_2)$, $r_{e1} = 26 \cdot 10^{-3}/I_K = 52 \cdot 10^{-3} R_2/U_N$. Zesílení zesilovače při $U_K = U_N/2$ je $A_u = -R_2/(r_{e1} + R_1) = -U_N/(52 \cdot 10^{-3} + U_N R_1/R_2)$.

8. Fázový invertor s operačními zesilovači (v [1] obr. 29)

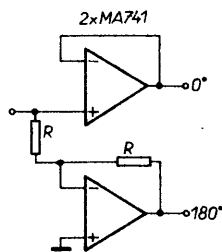
Zapojení s Nortonovými zesilovači (např. LM3900) je na obr. 25. Operační (napěťové) zesilovače 741 (jak je tomu v [1]) jsou v zapojení na obr. 25 nepoužitelné; oba zesilovače 741 by byly v kladné saturaci. Nortonův zesilovač (řízený proudem) představuje odlišný typ zesilovače. V literatuře musíme vždy pečlivě rozlišovat, jaký typ zesilovače je vlastně použit. Každé neobvyklé uspořádání musí být podezřelá a zkoumáno.



Obr. 25. Fázový invertor s Nortonovými zesilovači (např. LM3900)

Podrobný rozbor problému je například v [3]. Omlouvám se za nakupení slova zesilovač, ale nějak to bez něj nešlo.

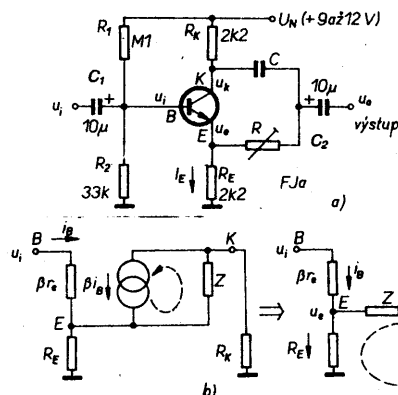
Z_1 tvoří invertující strukturu se zesílením -1 , Z_2 tvoří neinvertující zapojení se zesílením $+1$. Fázový invertor s napěťovými zesilovači je na obr. 26 (jedna z variant).



Obr. 26. Fázový invertor s napěťovými operačními zesilovači

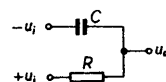
9. Fázovací jednotka (v [1] obr. 35)

Fázovací jednotka podle [1] je na obr. 27a. Výstupní odpor emitoru $r_e \approx 26 \text{ mV}/I_E$ (I_E je ss proud emitem). Výstupní odpor v kolektoru je R_K , pokud je zátěž připojena proti zemi. Neplatí to však pro impedanci Z , připojenou mezi kolektor a emitor. V náhradním modelu na obr. 27b jsou použity pouze dva parametry h tranzistoru, $h_{21} = \beta$ a $h_{11} = \beta r_e$. Kondenzátory C_1 a C_2 musí mít



Obr. 27. a) Fázovací jednotka FJ_a (v [1] $R \leq 2 \text{ k}\Omega$); b) signálový model

tak velkou kapacitu (5 až $10 \mu\text{F}$), že se jejich impedance v uvažovaném pásmu kmitočtů neuplatní. Zdroj proudu βI_B s paralelně řazenou impedancí Z lze nahradit zdrojem napětí $\beta I_B Z$ a sériově řazenou impedancí Z (Théveninův teorem). Pro $\beta \gg 1$ bude rezistorem R_E i R_K protékat stejný proud. Proto pro $R_K = R_E$ bude vždy platit $U_K = -U_E$. Pro $1/(\omega C) \gg R$, tedy pro $\omega CR \ll 1$, lze Z zanedbat a odvodit, že $U_o = -U_K \approx U_i/(1 + r_e/R_E)$. Pro $1/(\omega C) \ll R$ ($\omega CR \gg 1$) lze uvažovat $Z = R$ a určit, že $U_o = -U_K \approx U_i/(1 + 2r_e/R + r_e/R_E)$. Nemá-li se projevit velká změna přenosu pro malé a velké ω , musí platit alespoň $R > R_o$. Stanovit podmínku pro r_e a $R_E = R_K$ není nutné. Uvažujeme

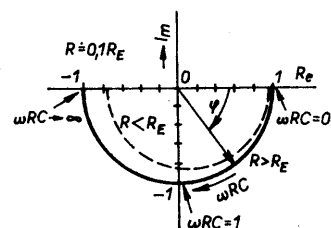


Obr. 28. Náhradní schéma pro výpočet U_o

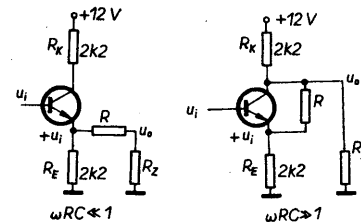
například, že stejnoseměrné napětí $U_E = U_N/3$. Potom $I_E = U_N/(3R_E)$ a $r_e = 26 \text{ mV}/I_E = (26 \text{ mV}/U_N) \cdot (3R_E)$. Platí proto, že při uvedené volbě U_E bude vždy $r_e/R_E = 3 \cdot 26 \text{ mV}/U_N$.

Zanedbáme-li odpor r_e , lze nakreslit náhradní schéma na obr. 28, ze kterého lze odvodit, že $U_o/U_i = (1 - j\omega CR)/(1 + j\omega CR) = [1 - (\omega CR)^2 - j2\omega CR]/[1 + (\omega CR)^2]$. Absolutní hodnota přenosu je stále rovna jedné, fáze je určena vztahem

$\varphi = -2 \arctg(\omega CR)$. Pro $\omega CR = 0$ je $\varphi = 0$, pro $\omega CR = 1$ je $\varphi = -90^\circ$, pro $\omega CR = \infty$ je $\varphi = -180^\circ$. Znázornění přenosu v komplexní rovině je na obr. 29, přerušovanou čarou je vyznačen kvalitativní vliv odporu R , je-li už poměr r_e/R významný.



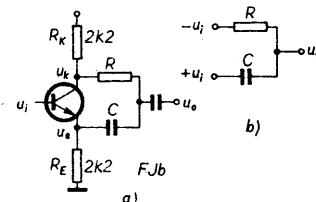
Obr. 29. Přenos obvodu na obr. 27a v komplexní rovině



Obr. 30. Náhradní schéma s připojenou zátěží

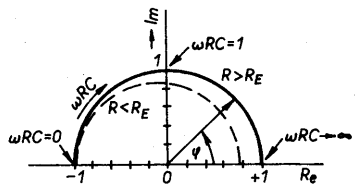
Situace při připojení zatěžovacího odporu R_Z je na obr. 30 pro $\omega RC \ll 1$ a $\omega RC \gg 1$. Pro $\omega RC \ll 1$ platí $U_o \approx U_i R_Z/(R_K + R_Z)$. Je zřejmé, že musí platit $R_Z \gg R_K$ i $R_Z \gg R$, aby nedošlo k další „deformaci“ přenosu fázovací jednotky proti ideálu ($R > R_E$) na obr. 29.

„Doplňková“ fázovací jednotka FJ_b je na obr. 31a. I zde platí (bez zátěže R_Z)



Obr. 31. a) Fázovací jednotka FJ_b a její náhradní schéma (b)

náhradní model podle obr. 27b pro určení u_e a platí i stejné závěry. Neuvažujeme-li r_e , platí náhradní schéma na obr. 31b a lze odvodit, že $u_o/u_i = (j\omega CR - 1)/((j\omega CR + 1) + [(j\omega CR)^2 - 1 + 2j\omega CR]/((\omega CR)^2 + 1))$, $\varphi = 2\arctg(1/\omega CR)$. Pro $\omega CR = 0$ je $\varphi = 180^\circ$, pro $\omega CR = 1$ je $\varphi = +90^\circ$ a pro $\omega CR = \infty$ je $\varphi = 0^\circ$. Znázornění přenosu v komplexní rovině je na obr. 32.



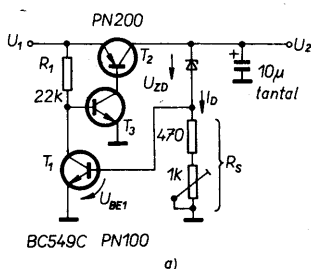
Obr. 32. Přenos obvodu z obr. 31a v komplexní rovině

Zatěžovací odpor R_z zde musí splňovat „přísnější“ podmínku $R_z \gg R_K + R$. Pro $\omega RC \ll 1$ se totiž uplatní současně vliv R i R_K . Zato pro $\omega RC \gg 1$ se uplatní pouze odpor r_e emitoru tranzistoru.

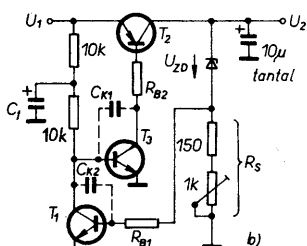
Fázovací jednotky s operačními zesilovači jsou popsány např. v [4], [5]. Přenosové vlastnosti jsou stejné jako u zde popsaných obvodů s tím, že není nutné „hlídat“ výstupní odpory, tedy ani zatěžovací impedance. Uvedeny jsou i základní aplikace.

10. Stabilizátory pro obvody s bateriovým napájecím napětím (v [1] obr. 73)

Stabilizátor s malým pracovním úbytkem mezi vstupem a výstupem je na obr. 33. Záleží vlastně jen na saturačním napětí tranzistoru T_2 . Pro výstupní napětí U_2 platí: $U_2 = U_{ZD} + U_{BE1}$. Změnou odporu R_s pouze nastavujeme proud I_D stabilizační diody na $I_D = U_{BE1}/R_s \approx 0,6 \text{ V}/R_s$. Se změnou I_D souvisí i malé změny U_{ZD} a tedy i U_2 . Pro ideální stabilizační diodu by se napětí U_{ZD} vů-



BC549C PN100 a)



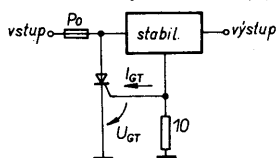
Obr. 33 a) Stabilizátor napětí podle [1]; b) možné úpravy

bec neměnilo. Vyžaduje-li dioda pracovní proud například 3 mA, lze určit $R_s = 0,6/3 \text{ mA} = 200 \Omega$.

Zapojení na obr. 33a je vhodné doplnit o odpory R_{B1} a R_{B2} , které omezí proudy bází tranzistorů T_2 a T_1 a kolektorový proud T_3 . Na obr. 33a by se totiž při přechodových dějích (nebo napěťové špičce na výstupu) mohly zničit tranzistory T_2 , T_3 (T_1). Je-li např. $U_{1\text{max}} = 16 \text{ V}$ a tranzistor T_2 má povolen mezní proud báze $I_{B2\text{max}} = 100 \text{ mA}$ (KF517), musíme volit $R_{B2} > 16/0,1 = 160 \Omega$. Současně musí pro mezní kolektorový proud T_3 platit $I_{K3\text{max}} > 100 \text{ mA}$. Je-li $I_{K3\text{max}}$ menší, např. 50 mA, musíme určit I_{B2} podle $R_{B2} > 16/0,05 = 320 \Omega$. Odpor R_{B1} není kritický. Zapojíme-li $R_{B1} > 1 \text{ k}\Omega$, není funkce nijak podstatně ovlivněna a přechod báze-emitor T_1 je dostatečně chráněn. Zapojení rezistorů s odpory R_{B1} a R_{B2} současně umožní zapojit stabilizační kondenzátory C_{K1} nebo C_{K2} . Kondenzátor C_1 potlačí vliv střídavých změn na vstupu (U_1). Stabilitu není vhodné podceňovat. Jsou zde kaskádně zapojeny tři invertující tranzistory (z hlediska změny napětí na bázi T_1), zesílení bez zpětné vazby může být řádově až tisíce – kmitočtová stabilita nemusí být samozřejmostí.

11. Ochrana proti přepětí (v [1] obr. 83)

Stabilizátory se třemi vývody není vhodné chránit proti přetížení pomocí zapojení na obr. 34. Předpokládáme, že použijeme běžný tyristor KT501. Pro jeho sepnutí je nutný proud $I_{GT} \leq 10 \text{ mA}$ a napětí $U_{GT} \approx 0,62 \text{ V}$ (při 25 °C). Znamená to, že rezistorem 10 Ω teče při sepnutí tyristoru proud 0,62/10 = 62 mA a společnou svorkou stabiliza-

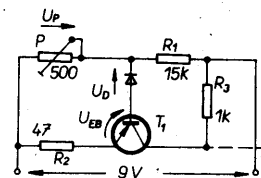


Obr. 34. Obvod, který není ochranou stabilizátoru proti přepětí

toru proud ještě o 10 mA větší. Přitom např. stabilizátory MA7805 (08, 12, 15, 18, 24) mají proud společnou svorkou (I_D) asi 4,5 mA a tento proud se se změnou vstupního napětí mění jen nepatrně. Při průtoku proudu 72 mA je celkem jisté, že obvod bude dále nepoužitelný! Možná ochrana stabilizátorů řady MA78XX je např. v [6].

12. Vřezměřovač (v [1] obr. 89)

Na obr. 35 je překreslena část, ve které lze měnit citlivost – a to pouze „stejnoseměrný“ model pro nastavení pracovního bodu tranzistoru T_1 . Na potenciometru P může být napětí $U_P = 0$ až $U_P = 9,05/15,5 = 0,29 \text{ V}$. Tento



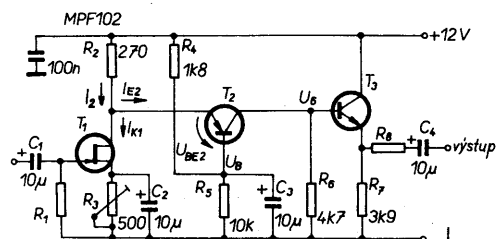
Obr. 35. Nastavení pracovního bodu T_1

napěťový spád musí „uhradit“ úbytek napětí $U_D + U_{BE} \approx 1$ až 1,2 V. Chceme-li zvětšit citlivost, je nutné použít potenciometr P s větším odporem dráhy. Pro $U_P = 1,2 \text{ V}$ je nutné mít $P = 2,31 \text{ k}\Omega$.

13. Stabilní širokopásmový zesilovač (v [1] obr. 93)

Schéma na obr. 36 souhlasí s obr. 93 v [1]. Vhodné je doplnit komentář. Horní kmitočet f_H je určen vlastnostmi tranzistorů T_1 až T_3 . V případě potřeby lze f_H omezit např. zařazením kondenzátoru paralelně k R_6 . Dolní kmitočet f_D bude určen nejmenší časovou konstantou z C_1R_1 , C_2R_3 , C_3R_6 . Je-li např. nejmenší $R_1 = 50 \Omega$, bude $\tau_D = 10^{-5} \cdot 50 = 5 \cdot 10^{-4}$, odsud $\omega_D = 1/\tau_D = 2 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$ a proto $f_D = 2000/2\pi = 318 \text{ Hz}$.

„Pevným“ bodem je napětí na bázi T_2 : $U_B = 12 \cdot 10/11,8 = 10,17 \text{ V}$. Na rezistoru R_2 bude napětí $U_{R2} = 12 - (U_B + U_{EB2}) = 1,83 - U_{EB2} \approx 1,23 \text{ V}$; rezistorem R_2 protéká proud $I_2 = 1,23/270 = 4,56 \text{ mA}$. Při změně odporu rezistoru R_3 se bude měnit I_{K1} a I_{E2} , stále však bude platit $I_{K1} = I_{E2} \approx 4,56 \text{ mA}$, napětí U_{R2} se nijak výrazně nemění. Výrazně se však bude měnit U_6 na rezistoru R_6 . Budeme-li požadovat $U_6 = 6 \text{ V}$ (což je rozumná volba), bude $I_{E2} \approx 6 \text{ V}/4,7 \text{ k}\Omega = 1,28 \text{ mA}$, potom $I_{K1} = 4,56 - 1,28$

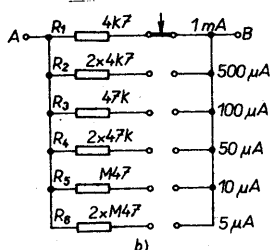
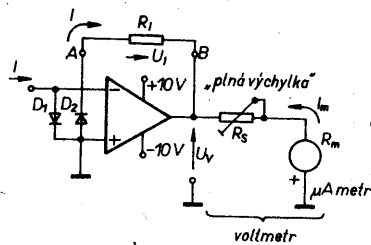


Obr. 36. Stabilní širokopásmový zesilovač

= 3,28 mA. Změnou R_3 zajišťujeme pouze to, že předpětí na řídicí elektrodě tranzistoru T_1 je právě takové, aby zaručilo požadované rozdělení proudu I_2 . To nejlépe zkontrolujeme změřením napětí U_6 (případně U_7 na R_7).

14. Převodník proud – napětí (v [1] obr. 109)

Na obr. 37 je převodník proud – napětí, který je v [1] pojmenován jako citlivý mikroampérmetr. Invertující vstup tvoří



Obr. 37. a) Převodník proud-napětí; b) nastavení rozsahů

virtuální zem (nulu), proud I musí protéci rezistorem R_1 . Platí $U_v = R_1 \cdot I$ [1] je určen pro rozsah $100 \mu A$ rezistor $R_1 = 3 k\Omega$, pro $50 \mu A$ je $R_1 = 6 k\Omega$, ...; při plném rozsahu je vždy výstupní napětí $U_{vmax} = 300 mV$. To není moc „dobrá“ hodnota. Při mezním proudu má být U_v co největší. Je-li napájecí napětí $\pm 10 V$, lze klidně volit $U_{vmax} = 5 V$. Důležitá není absolutní velikost „rozsahových“ odporů, ale jejich přesný poměr. Při maximálním proudu I_{FS1} na daném rozsahu musíme vždy dostat stejnou hodnotu U_{vmax} : $U_{vmax} = I_{FS1} R_{11}$; I_{FS1} je proud, při kterém požadujeme plnou výchylku (tedy U_{vmax}), R_{11} je zapojený snímací odpor. Pokud dodržíme konstantní U_{vmax} na všech rozsazích, lze nastavit potenciometr R_s tak, že pro všechny I_{FS1} má měřidlo právě plnou výchylku.

Je-li odpor měřidla R_m a jeho jmenovitý proud I_m , lze určit, že $R_s + R_m = U_{vmax}/I_m$, tedy $R_s = U_{vmax}/I_m - R_m$.

Zvolme rozsah 1 ($i = 1$) tak, že $I_{FS1} = 1 mA$ a $R_{11} = 4,7 k\Omega$. Potom $U_{vmax} = 1 mA \cdot 4,7 k\Omega = 4,7 V$. Rozsah 2 – požadujeme $I_{FS2} = 0,5 mA$; musíme dopočítat R_{12} tak, aby platilo $0,5 mA \cdot R_{12} = 4,7 V$, odsud $R_{12} = 9,4 k\Omega$. Pro $I_{FS3} = 0,1 mA$ dostaneme $R_{13} = 4,7/0,1 mA = 47 k\Omega$, ... (obr. 37b). Je zřejmé, že hodnoty typu „9,4“ je vhodné složit ze dvou hodnot typu „4,7“.

Máme-li měřidlo s $I_m = 100 \mu A$ a $R_m = 3 k\Omega$, je $R_s = 4,7/100 \mu A - 3 k\Omega = 44 k\Omega$.

Z našich operačních zesilovačů je vhodné použít obvody MAC155 nebo MAE411. Obvodem pro nastavení napětové nesymetrie zesilovače nastavíme nulovou výchylku při uzemněné vstupní svorce.

Diody D_1, D_2 se v normálním režimu se zpětnou vazbou vůbec neuplatní. Při

přepínání rozsahů, při překročení rozsahu nebo při impulsních poruchách však omezí diferenční napětí na $\pm 0,6 V$. Vhodné je proto použít křemíkové diody (rychlé).

Pokud by bylo použito měřidlo s nulou uprostřed, bylo by možné převádět na napětí obě polarity vstupního proudu.

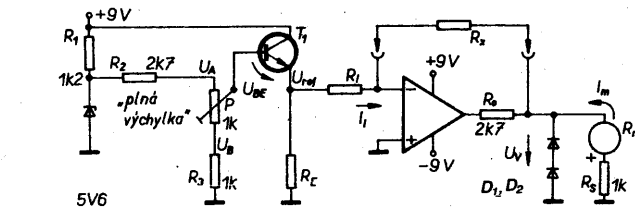
15. Ohmmetr s lineární stupnicí (v [1] obr. 110)

Princip je na obr. 38. Jde v podstatě o invertující zesilovač, který zesiluje referenční napětí U_{ref} . Platí $U_v = -(R_x/R_1) U_{ref}$. Rezistor R_1 určuje rozsah. Měřidlo se jmenovitým proudem I_m (a odporem R_m) spolu s rezistorem R_s tvoří jednoduchý voltmetr, stejně jako je tomu na obr. 37. Bude-li $R_m = 200 \Omega$, $I_m = 1 mA$, bude mít ručka měřidla plnou výchylku (obvykle 100 dílků) při $U_{vmax} = -1,2 V$. Obvykle se požaduje plná výchylka při $R_x = R_1$. Operační zesilovač proto pracuje se zesilením 0 ($R_x = 0$, stoprocentní zpětná vazba) až -1 ($R_x = R_1$, padesátiprocentní zpětná vazba), musí se dávat „pozor“ na jeho kmitočtovou stabilitu.

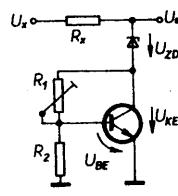
Tranzistor T_1 vytváří referenční napětí U_{ref} , které lze nastavit v rozmezí $U_B - U_{BE}$ až $U_A - U_{BE}$, což je $5,6 - 1/4,7 - 0,6 = 0,591 V$ až $5,6/2,4,7 - 0,6 = 1,78 V$. Potenciometrem P tak nastavíme plnou výchylku ručky měřidla. Vzhledem k tomu, že R_1 je v rozsahu 100Ω až $10 M\Omega$, je vhodné zapojit rezistor R_E , aby se pro velké odpory R_1 neuplatnily případné svodové proudy tranzistoru T_1 .

Pro $R_1 > 100 k\Omega$ je zcela nevhodné použít zesilovač typu 741, který může mít vstupní proudy až $0,5 \mu A$. Je nutné použít OZ s tranzistory FE (JFET) na vstupu, např. MAC155, MAE411. Proud rezistorem R_1 by měl být o dva řády větší než je vstupní proud OZ, platí $I_1 = U_{ref}/R_1$.

Rovněž rozsah 100Ω není příliš regulární. Platí $I_1 = 1,2/100 = 12 mA$, což



Obr. 38. Princip ohmmetru s lineární stupnicí



Obr. 39. Zapojení pro plynulou změnu napětí (paralelní stabilizátor)

už není u běžných operačních zesilovačů zaručovaný režim. Při zařazeném ochranném odporu $R_o = 2,7 k\Omega$ lze tvrdit, že obvod nebude pracovat při $R_1 = 100 \Omega$ vůbec. Proud I_1 musí totiž z větší části protéci do výstupu OZ, na rezistoru $2,7 k\Omega$ by musel vzniknout úbytek až $2,7 k\Omega \cdot 12 mA = 32,4 V$, takové napětí prostě není k dispozici a běžný OZ by je ani „nevydržel“.

Stejně jako u obr. 37 i zde by bylo vhodnější pracovat s větším výstupním napětím než $1,2 V$. Stačí zvětšit U_{ref} a patřičně upravit $R_s = U_{vmax}/I_m - R_m$, stejně jako u obr. 37, přičemž $U_{vmax} = U_{ref}$, je-li plná výchylka při $R_x = R_1$. Nelze ovšem zapojit ochranné diody D_1, D_2 . Lze použít i nenastavitelný zdroj U_{ref} , maximální výchylku můžeme i zde nastavovat změnou R_s .

Pokud by ohmmetr podle obr. 38 jevil „sklony“ k nelineárnímu průběhu stupnice pro R_x jdoucí k R_1 , musíme zkontrolovat, zda se už neotvírají diody D_1 a D_2 .

Jiné zapojení ohmmetru s lineární stupnicí je např. v [7].

16. Nastavitelný stabilizátor se stabilizační diodou (v [1] obr. 131)

Zapojení v [1] umožňuje zvětšovat napětí po skocích asi $0,5$ až $0,7 V$ zapojováním dodatečných diod, z nichž každá „přidá“ teplotní závislost asi $-2 mV/^\circ C$. Zapojení na obr. 39 umožní plynulou změnu napětí. Platí $U_o = U_{ZD} + U_{KE}$, přičemž $U_{KE} = U_{BE} (1 + R_1/R_2) \approx 0,6 (1 + R_1/R_2) V$. Napětí U_{BE} se mění asi $-2 mV/^\circ C$. Pro $R_1/R_2 \leq 3$ bude teplotní závislost napětí U_{KE} v rozmezí asi $-2 mV/^\circ C$ až $-8 mV/^\circ C$.

Závěr

Elektronické kuchařky – ano. Ale pozor na recepty.

Literatura

- [1] Kubát, L.: Elektronická kuchařka, AR-B č. 4/91.
- [2] Kohlmann, Č.: Matematika ve sdělovací technice. SNTL: Praha 1960, s. 700.
- [3] Punčochář, J.: Jeden symbol – tři rozdílné struktury. Sdělovací technika, č. 4, 5/1990.
- [4] Punčochář, J.: Fázovací článek s posuvem 0 až $k\pi$ a syntéza frekvenční zadrže. Sdělovací technika, č. 4/1978.

Milí přátelé,

potřeba odborných informací v oblasti výpočetní techniky a elektroniky nabývá v dnešní době velké důležitosti. Nová originální americká technika vytlačuje zastaralé počítače a přístroje. Každý den přináší na trh záplavu nových poznatků, informací a produktů. Zastaralé metody odumírají, stejně jako firmy s odborníky, kteří ještě neprocitli v nové době automatizace. Ti neinformovaní ještě vyvíjejí, vytvářejí a prodávají produkty, které již existují nebo jsou zastaralé na americkém trhu, který je dnes světově dominantní. Každá čerstvě získaná informace umožní firmám i jednotlivcům nejen udržet krok s konkurencí, ale i získat předstih před všemi, kteří ještě nepochopili důležitost sebevzdělávání nebo litují investovat nějaké koruny do informací.

Umožnit přístup k nejnovějším informacím všem odborníkům a uživatelům je hlavním cílem pražské firmy **STARMAN BOHEMIA spol. s r.o.**, která je dceřinou firmou mé americké firmy Starman America Corporation v USA. Rozsahem a výběrem odborných časopisů z USA je naše knihovna v oblasti výpočetní techniky a elektroniky nejrozsáhlejší v republice.

Zavolejte nám nebo napište. Ovšem nejlépe uděláte, když se přijdete podívat osobně. Kdykoli v Po-Pá mezi 9-18 hodinou! Sídíme v Konviktské ulici (mezi Betlémskou kaplí a Vltavou, rovnoběžná s pověstnou Bartolomějskou). Jsem přesvědčen, že každý objeví něco pro sebe a protože jsem v přímém kontaktu s vydavateli v Americe, budete jedni z prvních v Evropě, kteří se seznámí s novými tituly. Některé časopisy začaly vycházet pouze před několika měsíci, či týdny. Každý měsíc přicházejí z Ameriky nové tituly.

Navštivte naši knihovnu před nákupem výpočetní techniky, informovat se o nejnovějších produktech a verzích na trhu. Stejně tak i po zakoupení, abyste mohli plně využívat drahý hardware nebo software.

Frank F. Starman, USA

Další podrobné informace (podmínky členství, ceny) čtenáři najdou v AR A9/1992 na str. 426 včetně přihlášky.

1-2-3 User's Journal - 12, \$88

Tips & techniques for Lotus 1-2-3 up to version 2.3

AI Expert - 12, \$75

Computer magazine on artificial intelligence

AI Magazine - 4, \$80

Magazine about artificial intelligence

AIXpert - , \$no

A publication for AIX developers

AIXtra - 4, \$89

The IBM AIX technical review.

Aldus Magazine - 6, \$55

Aldus PageMaker journal

CQ - 12, \$89

The Radio Amateur's Journal

AMIGA Plus - 6, \$48

Magazine for Amiga computer users

AmigaWorld - 12, \$89

Magazine for owners of Commodore Amiga personal computer system

Borland Language Express - 4, \$52

Timely information for today's programmer

BYTE - 12, \$97

Magazine covering microcomputing for major brands of hardware and software. Includes reviews, features, and technology news for experienced and knowledgeable purchasers and users of microcomputers.

C++ Report - 9, \$117

The international authority on C++ development.

CASE Trends - 9, \$115

The Magazine for Computer-Aided Engineering

Circuit Assembly - 12, \$145

The magazine for surface-mount & board level assembly

Circuit Cellarink - 6, \$54

The computer applications journal

Communications News - 12, \$95

The applications magazine for voice, networking, video and data communications management

Communications Week - 52, \$390

The newspaper for enterprise networking

Computer News - , \$no

SW,HW buyers resource

Computer Pictures - 6, \$89

Magazine focusing on computer graphics for business

Computer Reseller News - 52, \$450

The newspaper for microcomputer and software reselling

Computer Reseller Sources - 12, \$no

Product sourcing, evaluating & pricing

Computer Retail Week - , \$no

For computer superstores, mass merchants and retailers

Computer Shopper - 12, \$240

The computer magazine for direct buyers

Computer Software Networks - 42, \$190

For integrators of computers, software, networks

Compliance Engineering - 5, \$195

The Magazine for international regulatory compliance

COMPUTE - 12, \$75

For PC compatible users

Computer - 12, \$mem

A Publication of the IEEE Computer Society

Computer Buying World - 12, \$135

The magazine for direct buyers

Computer Craft - 12, \$85

The practical magazine for personal computers & microcontrollers

Computer Design - 12, \$175

For electronic engineers & engineering managers

Computer Gaming World - 12, \$92

The definitive computer game magazine

Computer Graphics World - 12, \$97

Covers the entire computer graphics panorama. Reports on all the most significant applications from design engineering to presentation graphics.

Computer Language - 12, \$84

Magazine for computer programming industry

Computer Literature Index - 4, \$282

Magazine serving as bibliography of computer related publications; categorized into 360 classifications

Computer Monthly - 12, \$89

The source for computer buyers

[5] *Punčochář, J.*: Fázovací články s operačními zesilovači a jejich použití. Sdělovací technika, č. 4 a 5/1985.

[6] *Punčochář, J.*: Zdroje napětí s integrovaným obvodem MA7805.

Sdělovací technika, č. 7/1986.

[7] *Punčochář, J.*: Ohmmetr do 100 MΩ s IO MAA723 a dvojicí tranzistorů KC810. Sdělovací technika, č. 1/1983.

[8] *Huelsman, L., P.; Allen, P. E.*: Intro-

duction to the theory and design of active filters. McGraw-Hill 1980 (rusky 1984).

Computer Sources - 12, \$no
 For distributors, dealers, OEM/ integrators and other resellers
Computer Technology Review n - 16, \$125
 The technologies for systems integrators, VARs, OEMs
Computer Technology Review m - 16, \$175
 The technologies for system integrators, VARs, OEMs
Computer-Aided Engineering - 12, \$102
 Computer system applications in design and manufacturing
ComputerLand Magazine - 6, \$no
 SW, HW magazine
Computerworld - 52, \$340
 The newsweekly of information systems management
Dallas Technology - 12, \$54
 A magazine for hi-tech solutions
Data Base Management - 12, \$70
 Data base information for the new era
Data Based Advisor - 12, \$90
 Magazine covering microcomputer database management systems topics; offering software reviews and programming tips and techniques.
Data Communications - 17, \$175
 Networking technology magazine
Database Programming & Design - 12, \$89
 Database management and design
DATAMATION - 24, \$176
 For corporate computing professionals worldwide
DBMS - 13, \$66
 Developing corporate applications
Dealer Monthly - 12, \$no
 Automate your business
DEC Professional - 12, \$89
 An independent magazine from Professional press
Design-Net - 12, \$110
 Graphic data integration in AEC and manufacturing
Desktop Communications - 6, \$59
 Desktop publishing, presentation graphics
Digital Desktop - 12, \$90
 An independent publication for DEC workstations and server users
Digital News - 25, \$256
 Information for DEC and open system management
Digital Review - 24, \$226
 The independent newspaper & test lab of DEC computing
Discover - 4, \$no
 The newsletter and technical bulletin of The SCO, Inc.
DOS Resource Guide - 4, \$52
 The PC productivity magazine
Dr. Dobb's Journal - 12, \$88
 Magazine for professional programmers. Software tools for professional programmers.
EDN m - 22, \$370
 Electronic technology for engineers and engineering managers
EDN n - 26, \$239
 Technology, products and professional developments for electronics engineers and engineering managers
EE (Evaluation Engineering) - 12, \$152
 The magazine of electronic evaluation and test
Electronic Business - 12, \$170
 For management team in electronics, computer and system companies worldwide
Electronic Buyer's News - 52, \$295
 The electronic industry's purchasing newsweekly
Electronic Component News - 12, \$135
 Equipment, subsystems, components, software
Electronic Design - 24, \$265
 For engineers and engineering managers
Electronic Engineering Times - 57, \$350
 The industry newspaper for engineers and technical management
Electronic Musician - 12, \$84
 Electronic music equipment
Electronic News - 51, \$210
 The global news resource
Electronic Products - 12, \$150
 The engineer's magazine of product technology.
Electronic Servicing & Technology - 12, \$72
 The magazine for consumer electronics servicing professionals.
Electronic World News - 21, \$135
 The international newspaper for electronic engineering & management
Electronics - 12, \$104
 The magazine of global electronics management
Electronics Hobbyists Handbook - 1, \$8.5
 The magazine for the electronics activist. Published annually.

Embedded System Programming - 12, \$85
 Magazine covering microprocessors and microcontrollers, high-level language and real-time operating systems for design engineers, engineering managers, software developers, and programmers
Excellence - 12, \$88
 Tips & techniques for Microsoft Excel on Macintosh. Version 3.
FoxTalk - 12, \$155
 A comprehensive monthly guide for users of FoxBASE+ and FoxPro
Government Computer News - 26, \$205
 The national newspaper of government computing
High Performance Computing - 12, \$415
 The newsletter of supercomputing
Home Office Computing - 12, \$65
 Building better business with technology
Hotline on Object-Oriented Technology - 12, \$330
 The manager's source for trends, issues and strategies.
HOW - 6, \$125
 The bottom line design magazine
IBM Personal Systems Technical Solutions - 4, \$94
 Up-to-day information about IBM personal systems products (hardware, OS/2, DOS, IBM and Novell, little solutions)
HP Professional - 12
 An independent publication for users of HP computers
HP Users INTEREX PRESS - 12
 For HP users worldwide
ID Systems - 12, \$116
 The magazine of keyless data entry
IEEE Spectrum - 12, \$mem
 A Publication of the IEEE Computer Society
IEEE Transactions on Computers - 12, \$mem
 A Publication of the IEEE Computer Society
Imaging Magazine - 12, \$78
 For professionals who buy, implement and manage imaging products and services
InCider/A+ - 12, \$82
 For Apple II/Macintosh users
Industrial Equipment News - 12, \$100
 Industrial equipment news
Industry Week - 23, \$145
 The industry management magazine
Info World - 51, \$330
 Tabloid on personal computers
Information Center Quarterly - 4, \$60
 The information newsmagazine
Information Week - 52, \$325
 The newsmagazine for information management
Informix Times - 4, \$no
 Information about the current Informix conferences and the latest updates of Informix products.
Inside 1-2-3 Release 3 - 12, \$99
 Tips & techniques for Lotus 1-2-3 version 3.1 only
Inside dBase - 12, \$99
 Tips & techniques for dBASE version III PLUS & IV 1.1.
Inside DOS - 12, \$88
 Tips & techniques for MS-DOS & PC-DOS. Entry/intermediate level for version 2.1-5.0
Inside Freelance - 12, \$88
 Tips & techniques for Lotus FL PLUS version 3.01, FL Graphics/DOS version 4.0
Inside Hypercard - 12, \$99
 Tips & techniques for HyperCard and HyperTalk. Programming ver. 2.0, mostly 2.1
Inside Microsoft BASIC - 12, \$133
 Tips & techniques for Microsoft Basic. Version 7.0 & 7.1
Inside Microsoft C - 12, \$99
 Tips & techniques for Microsoft C. Version 5.1 & 6.0 + windows programming.
Inside Microsoft Windows - 12, \$77
 Tips & techniques for Microsoft Windows 3. Versions 3.0 and 3.1
Inside Microsoft Works - 12, \$66
 Tips & techniques for Microsoft Works on Macintosh. Version 2.0 a-e
Inside NetWare - 12, \$122
 Version 2.2, 3.11, NetWare Lite.
Inside PC Tools - 12, \$66
 Tips & techniques for PC Tools DOS utility. Version 6.x & 7.1
Inside Quattro Pro - 12, \$88
 Tips & techniques for Quattro Pro version 3.
Inside QuickBASIC - 12, \$88
 Tips & techniques for QuicBASIC. Version 4.0-4.5
Inside Turbo C++/DOS - 6, \$76
 Tips & techniques for Turbo C++. Version 1.00, 1.01 2nd ed.
Inside Turbo Pascal - 6, \$76
 Tips & techniques for Turbo Pascal. Version 5.5 & 6.0

Inside Visual Basic (Windows) - 12, \$88
 Tips & techniques for Visual Basic (Windows)
Inside Word - 12, \$77
 Tips & techniques for Microsoft Word on Macintosh. Version 4, mostly, also 5.
Inside Word for Windows - 12, \$110
 Tips & techniques for Microsoft Word (Windows). Versions 3.0 and 3.1
Inside WordPerfect - 12, \$99
 Tips & techniques for WordPerfect users. Version 5.0, mostly 5.1
Inside Works for Windows - 12, \$77
 Tips & techniques for Microsoft Works (Windows). Versions 3.0 and 3.1
INTERACT - 12, \$135
 For users of HP computers
International Spectrum - 6, \$80
 The businessperson's computer magazine
Journal of Object-Oriented Programming - 9, \$112
 The magazine of object oriented languages and methods.
LAN Computing - 12, \$167
 The newspaper of standards and interoperability
LAN Magazine - 12, \$72
 The local area network magazine
LAN Technology - 12, \$80
 The technical resource for network specialists
LAN TIMES - 22, \$125
 Information source for network managers
LOTUS - 12, \$79
 Computing for managers and professionals
Machine Design - 24, \$191
 The magazine of applied technology for design eng.
MacUser - 12, \$120
 Magazine for Macintosh computer users. Editorial provides product reviews and analysis
MacWeek - 52, \$334
 Trade magazine (tabloid) for business users of Macintosh computers and other work stations
MacWorld - 12, \$97
 Magazine serving users of the Apple Macintosh personal computer, associated peripheral equipment and software.
MCN - 12, \$no
 Computer automated solutions for design and eng.
Memory Card Magazine - 6, \$55
 Memory cards - systems & design
Microcomputer Solutions - 6, \$no
 A publication of Intel Corporation
Microsoft Networking Journal - 6, \$76
 Covering LAN Manager, SQL Server, and Communication Server
MSJ - 6, \$83
 Microsoft Systems Journal
MicroTimes - , \$no
 Northern California's computer magazine
Midrange Computing - 12, \$159
 Practical knowledge for IBM midrange professionals
Network Computing - 12, \$145
 Computing in a network environment
Network World - 52, \$250
 Newsweekly of user networking strategies
Networking Management - 15, \$107
 Solutions for MIS, voice, data, video professionals.
Networking Management Europe - 6, \$55
 Solutions for MIS, voice, data, video professionals.
NextWorld - 4, \$70
 A publication of information technology
OBJECT Magazine - 6, \$72
 Improving software quality through object development
One-To-One - , \$no
 A newsletter about Microsoft applications
Open Systems Today - 26, \$192
 Former Unix Today magazine.
Paradox Developer's Journal - 12, \$155
 Tips & techniques for Paradox and PAL. Version 3.5
Paradox User's Journal - 12, \$99
 Tips & techniques for Paradox version 3.5
PATHWORKS Complete Magazine - 4, \$no
 Worldwide PC networking strategies & solutions
PC AI - 6, \$60
 Intelligent solutions for desktop computers
PC Computing - 12, \$135
 Magazine on personal computers. America's computer magazine.
PC Home Journal - 12, \$76
 The magazine for PC novice
PC LapTop - 12, \$72
 For LapTop computers users
PC Magazine - 22, \$196
 SW,HW magazine
PC Novice - 12, \$60
 For computer newcomers
PC Publishing - 12, \$82
 Desktop publishing/presentation graphics for IBM & compatible PC users
PC Publishing and Presentations - 6, \$80
 Desktop publishing & presentation graphics
PC Sources - 12, \$161
 SW, HW magazine
PC Techniques - 6, \$60
 Programming techniques
PC Today - 12, \$69
 Educating the consumer
PC Week - 52, \$500
 Tabloid featuring microcomputer products and developments. The national newspaper of corporate microcomputing.
PC WORLD - 12, \$129
 The magazine of PC products and solutions.
Performance Management - , \$no
 The newsletter for VAX managers
Personal Workstation - 12, \$no
 Magazine for users on high-performance PCs and low-price rise-based workstations
Popular Communications - 12, \$76
 The World's largest, most authoritative magazine for Short Wave Listening and Scanner Monitoring.
Printed Circuit Fabrication - 12, \$170
 Magazine of printed circuit board fabrication facilities at captive operation worldwide
Printed Circuit Design - 12, \$150
 The definitive journal of printed circuit board design
Product Insight - 6, \$no
 Digital's products and services
Programmer's Journal - 6, \$no
 PC programming
Publish - 12, \$80
 Magazine committed to providing technology-related solutions for business professionals involved with print publishing presentations and integrated media
Reference (Clipper) - 12, \$170
 The independent guide to Clipper expertise.
Reseller Management - , \$no
 Profitable strategies for computer resellers
RS/Magazine - 12, \$95
 The journal for IBM workstation users
RUN - 12, \$72
 Commodore magazine. The Commodore 64/128 user's guide.
Scientific Computing & Automation - 11, \$no
 Technology for the laboratory
SCO Magazine - 8, \$110
 The journal for builders & buyers of SCO open systems
Sensors - 13, \$117
 The magazine of machine perception
Service News - 13, \$95
 The business newspaper for the computer service industry
Shareware Magazine - 6, \$55
 Shareware around the world
Small Business Computing - , \$no
 Helping small business automate
Software Magazine - 13, \$139
 For managers of enterprise-wide software resources
Source Book - , \$no
 For managers of information
Storage - , \$no
 Leading edge information on mass storage
SunExpert - 12, \$96
 An independent forum for open systems
SunProgrammer - 4, \$40
 The newsletter for professional software engineers
SunWorld - 12, \$76
 Magazine for Advanced Systems Computing
Supercomputing Review - 12, \$108
 The magazine of high performance computing
Symphony User's Journal - 12, \$88
 Tips & techniques for Symphony version 2.2
System Development - 12, \$250
 Improving the Productivity of EDP Systems Development
System Integration - 12, \$145
 PC systems integration
Systems & Network Integration - 26, \$360
 For integrators of computers, software and networks

SYSTEMS 3X/400 - 12, \$113

Strategic information for managers of IBM midrange computers

Test & Measurement World - 13, \$170

The magazine for test and inspection in electronics.

The Alternative Software Bulletin - 10, \$40

IBM-compatible Shareware, Freeware, Public-domain SW

The C Gazette - 6, \$no

The code-intensive C and C++ quarterly

The C Users Journal - 12, \$84

The magazine for C language users

The DOS Authority - 12, \$88

Tips & techniques for advanced users of MS-DOS & PC-DOS. Hi-level programming. Versions 3.x, 4.x, 5.x

The Expert - 12, \$110

Tips & techniques for Microsoft Excel. Version 3.

The Inside Word - 12, \$88

Tips & techniques for Microsoft Word 5.5

The MacAuthority - 12, \$77

Macintosh system version 6 & 7.

The MathWorks Newsletter - 4, \$no

Information for MATLAB users

The Processor - \$no

The source for corporate MIS/DP direct buyers of new and used equipment

The Quick Answer - 12, \$110

The independent monthly guide to Q&A expertise.

The Smalltalk Report - 12, \$115

The international newsletter for Smalltalk Programmers.

The WordPerfectionist - 12, \$88

WordPerfect advanced version 5.1

The Workshop - 12, \$66

Tips & techniques for Microsoft Works version 2.0

The X Journal - 6, \$79

The magazine serving the X window system community.

Twice - 26, \$290

This week in consumer electronics

UniForum Monthly - 12, \$220 member

For open systems professionals

Unigram X - 52, \$595

The weekly information newsletter for UNIX community worldwide.

News and key developments made in UNIX.

Unisys World/Open Systems News - 12

An independent Journal for Users of

Unisys Open Systems Group Systems

UNIX Review - 12, \$107

Magazine for professional user of UNIX and UNIX-like systems

UNIX Software Journal - 4, \$28

The magazine for those developing, marketing, using open systems software

VAR BUSINESS - 17, \$148

The magazine for value-added resellers and dealers

VAX Professional - 12, \$98

A technical journal for VMS systems

Windows/DOS Developers's Journal - 12, \$78

Developer's journal

Windows Tech Journal - 12, \$78

For Windows programming community

WINDOWS Magazine - 12, \$88

Hardware and software for graphical computing

Word for Word - 12, \$88

Tips & techniques for Microsoft Word version 5.0.

WordPerfect for Windows Magazine - 12, \$66

Software magazine for WordPerfect Window users with WP news, tips and tricks

WordPerfect Report - 4, \$no

A newsletter about WordPerfect

WordPerfect the Magazine - 12, \$66

Software magazine for WordPerfect users with WP news, tips and tricks

Workstation News - 12, \$87

Industry information for the UNIX workstation users

Symbols Used:

12, \$84 = 12 issues per year
for USD 84.00

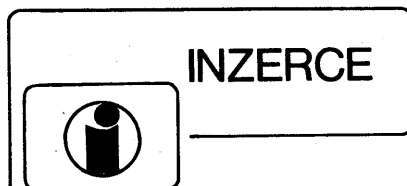
12, \$no = not applicable

12, \$mem = for members only

(IEEE, AAAI, ...)

m - magazine

n - news



INZERCE

Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9 linka 342, fax 23 62 439 nebo 23 53 271. Uzávěrka tohoto čísla byla 30. 7. 1992, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kčs a za každý další (i započatý) 22 Kčs. Platba za plošnou inzerce se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm² plochy je cena stanovena na 18 Kčs. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 5,5 × 4 cm. Text pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

Schéma satelitního Multidekoderu pro programy Teleclub, PC-TV, RTL-4, Filmnet 24, který obsahuje pouze 5 int. obvodů v ceně 990 Kčs. Dekodér je díky rychlému mikroprocesoru a jednoduchému hardware velice odolný proti změnám kódu a dá se

jednoduše doplnit dalšími programy. Má malé rozměry (100 × 80 mm), jednoduché napájení 12 V. Dekodér pracuje plně automaticky, kvalita obrazu na všech programech je výborná. Schéma pošlu na dobírku za 290 Kčs. Mikroprocesor i plošný spoj mohu zajistit. Program do mikroprocesoru nahraji za 1000 Kčs. Nabízím také dekodér hotový v profi krabičce s vývody CYNCH se zárukou 1 rok za 4900 Kčs. Objednávky zasílejte na korespondenčním lístku na adresu: TFD-SAT, Bulharská 37, 612 00 Brno.

Condor - komplet DPS tuneru VKV 1 + 2 (450), avometry C 4341 - U, I, R, k_{co}, β (550), Vielfachmesser - V, A, R, F, dB (450), levně součástky, seznam zdarma. R. Trávnícký, Varšavská 215, 530 09 Pardubice, tel. 040/424 69.

Z POČÍTAČŮ ODRA A CANON

odkoupíme
jakékoliv množství konektorů
LD8-1

dále odkoupíme počítačové konfigurační typy
ODRA, CANON.

Nabídky zasílejte na adresu:
ELIZA spol. s r. o., Malkov
u Chomutova, PSČ 431 51
tel/fax: 0396/6105

VÁŽENÍ ČTENÁŘI

z Prahy a okolí

NEPŘEHLÉDNĚTE!

K doplnění redakčního kolektivu vypisuje AR konkurs na místo odborného redaktora a nástupem 1. 1. 1993 (nebo podle dohody). Uzávěrka konkursu je 30. listopadu 1992.

Předpoklady: staří do 35 let, vysoká škola slaboproudého směru, dobrá znalost češtiny a odborného názvosloví, alespoň průměrná znalost technické angličtiny a němčiny.

Zájemci o redakční práci se mohou blíže informovat v redakci AR, Jungmannova 24, 1. patro; tel.: 26 06 51 l. 354.